

# Document made available under the Patent Cooperation Treaty (PCT)

International application number: PCT/RU05/000087

International filing date: 01 March 2005 (01.03.2005)

Document type: Certified copy of priority document

Document details: Country/Office: RU  
Number: 2004114907  
Filing date: 18 May 2004 (18.05.2004)

Date of receipt at the International Bureau: 03 May 2005 (03.05.2005)

Remark: Priority document submitted or transmitted to the International Bureau in compliance with Rule 17.1(a) or (b)



World Intellectual Property Organization (WIPO) - Geneva, Switzerland  
Organisation Mondiale de la Propriété Intellectuelle (OMPI) - Genève, Suisse

ФЕДЕРАЛЬНАЯ СЛУЖБА  
ПО ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СОБСТВЕННОСТИ,  
ПАТЕНТАМ И ТОВАРНЫМ ЗНАКАМ



ФЕДЕРАЛЬНЫЙ ИНСТИТУТ  
ПРОМЫШЛЕННОЙ СОБСТВЕННОСТИ

Бережковская наб., 30, корп. 1, Москва, Г-59, ГСП-5, 123995  
Телефон 240 60 15. Телекс 114818 ПДЧ. Факс 243 33 37

Наш № 20/12-173

“17” марта 2005 г.

### СПРАВКА

Федеральный институт промышленной собственности (далее – Институт) настоящим удостоверяет, что приложенные материалы являются точным воспроизведением первоначального описания, формулы, реферата и чертежей (если имеются) заявки № 2004114907 на выдачу патента на изобретение, поданной в Институт в мае месяце 18 дня 2004 года (18.05.2004).

**Название изобретения:**

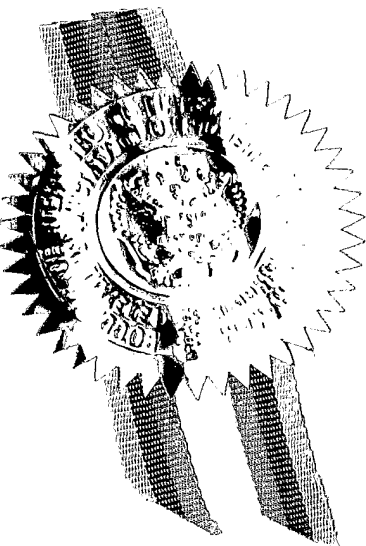
Способ передачи сигнала и устройство для  
его реализации

**Заявитель:**

ГАРМОНОВ Александр Васильевич

**Действительные авторы:**

ГАРМОНОВ Александр Васильевич  
САВИНКОВ Андрей Юрьевич  
ФИЛИН Станислав Анатольевич



Заведующий отделом 20

А.Л.Журавлев

2004114907

МПК<sup>7</sup> Н 04 В 7/00

## СПОСОБ ПЕРЕДАЧИ СИГНАЛА И УСТРОЙСТВО ДЛЯ ЕГО РЕАЛИЗАЦИИ

Группа изобретений относится к области радиотехники, в частности к способу передачи сигнала и устройству для его реализации, и может быть использована, например, в системах сотовой радиосвязи при передаче информационного сигнала в прямом канале связи от базовой станции до мобильной станции.

В настоящее время актуальной задачей является повышение ёмкости систем связи посредством применения эффективных способов передачи и приёма сигналов. Повышение эффективности способов передачи и приёма сигналов приводят к усложнению и удорожанию аппаратуры связи. В сотовых системах связи целесообразным является усложнение аппаратуры базовой станции, т. е. акцент делается на повышение эффективности приёма в обратном канале (сигнала от мобильной станции к базовой станции) и эффективности передачи в прямом канале (сигнала от базовой станции к мобильной станции).

Основными факторами, ограничивающими ёмкость прямого канала связи, являются наличие фединга и внутрисистемных помех.

Наличие фединга обусловлено тем, что для сотовых систем связи в условиях городской застройки характерно не прямое многолучевое распространение сигнала.

Наличие внутрисистемных помех обусловлено тем, что при передаче сигнала от базовой станции к мобильной станции, только часть передаваемой энергии поступает на приёмную антенну. Остальная часть передаваемой энергии не поступает на приёмную антенну, а создаёт помехи остальным мобильным станциям.

Поэтому, эффективный способ передачи сигнала должен обеспечивать борьбу с федингом и при обеспечении заданного качества приёма на мобильной станции излучать как можно меньше энергии (создавать как можно меньше помех).

Одним из эффективных методов борьбы с федингом и уменьшения внутрисистемных помех является использование разнесённой передачи.

Известно несколько основных способов разнесённой передачи.

Согласно способу ортогональной разнесённой передачи (например, «Способ ортогональной разнесенной передачи – приема сигнала в сотовой системе радиосвязи с кодовым разделением каналов» патент РФ № 2145152, опубликован 27.01.2000 г. бюл. № 3, МПК<sup>7</sup> Н 04 В 7/216, «Способ разнесенной передачи сигнала и устройство для его реализации» патент РФ № 2208911, опубликован 20.07.2003 г., МПК<sup>7</sup> Н 04 В 7/00) обеспечивают передачу каждого информационного символа с каждой из разнесённых антенн, при этом организуют передачу таким образом, что последовательности символов, передаваемые с разных антенн, ортогональны друг другу, т. е. не создают друг другу помех.

Сигнал, передаваемый с каждой из антенн, подвержен федингу. Но так как фединги в сигналах, передаваемых с разных антенн, независимы, то способ ортогональной разнесённой передачи позволяет обеспечить на приёмнике усреднение фединга и повысить отношение сигнал / (шум + помехи) (ОСШП).

Максимальный эффект, который может быть достигнут при использовании способа ортогональной разнесённой передачи – это ОСШП на приёмнике, эквивалентное ОСШП в стационарном канале с одной передающей и одной приёмной антенной.

Способ ортогональной разнесённой передачи не требует обратной связи.

Согласно способу разнесённой передачи с выбором передающей антенны (например, W. C. Jakes, Microwave mobile communications, IEEE press, 1974) с каждой из передающих антенн передают пилот сигнал, по которому на приёмнике оценивают канал передачи от каждой передающей антенны до приёмной антенны. На приёмнике выбирают лучший по критерию максимума ОСШП канал передачи и, соответственно, передающую антенну. Номер выбранной антенны передают по сигналу обратной связи на передатчик, который использует для передачи выбранную антенну.

Достижимый эффект ниже, чем для способа ортогональной разнесённой передачи.

Более эффективным, чем описанные ранее два способа разнесённой передачи, является способ когерентной разнесённой передачи по патенту «Способ когерентной разнесенной передачи сигнала», патент РФ № 2192094, опубликован 27.10.2002 г. бюл. № 30, МПК<sup>7</sup> Н 04 В 7/005.

Согласно способу когерентной разнесённой передачи сигнал каждого пользователя передают с  $N$  разнесённых антенн.

Копии информационного сигнала распространяются через  $N$  разных каналов распространения и образуют на приёмной антенне суммарный информационный сигнал.

Для того чтобы обеспечить на входе приемника близкое к оптимальному сложение копий информационного сигнала, прошедших по различным каналам распространения, на передающей стороне требуется иметь оценки указанных каналов распространения.

Поэтому, с каждой из  $N$  разнесённых антенн передают ортогональные или квазиортогональные друг другу пилот сигналы, по которым и осуществляют оценку каналов распространения.

Оценка каналов распространения осуществляется на приёмной стороне, а затем передаётся на передатчик по каналу обратной связи.

При прохождении канала распространения каждая копия информационного сигнала подвергается в общем случае частотно-селективному федингу.

Поэтому, перед передачей в сигнал пользователя, передаваемый с каждой из  $N$  разнесённых антенн, вносят частотно-селективные предискажения таким образом, чтобы максимизировать качество приёма.

Информационный сигнал принимается на фоне аддитивной помехи, представляющей собой сумму шума и внутрисистемных помех, которую можно считать белым шумом.

Поэтому максимизация качества приёма эквивалентна максимизации ОСШП.

Спектральную плотность эквивалентного видео частотного принимаемого информационного сигнала на интервале передачи одного информационного символа можно представить в виде

$$X(f) = S(f) \sum_{n=1}^N G_n(f) T_n(f),$$

где:

- $X(f)$  – спектральная плотность принимаемого информационного сигнала,
- $S(f)$  – спектральная плотность передаваемого информационного сигнала,
- $G_n(f)$  – передаточная функция  $n$ -ого канала распространения,
- $T_n(f)$  – передаточная функция  $n$ -ого канала предискажений

передаваемого сигнала, причём  $\sum_{n=1}^N \int_{-\infty}^{\infty} |S(f) T_n(f)|^2 df = E_s$  – суммарная

передаваемая энергия сигнала пользователя на интервале одного передаваемого символа ограничена значением  $E_s$ .

Максимизация ОСШП в принимаемом сигнале обеспечивается при выполнении условия

$$T_n(f) = \frac{1}{T_0} G_n^*(f),$$

где  $*$  – операция комплексного сопряжения, а  $T_0$  – постоянное число, которое выбирается из условия нормировки на  $E_s$ .

Физический смысл такого выбора передаточных функций каналов предискажений передаваемого сигнала заключается в следующем.

Фазочастотные характеристики передаточных функций каналов предискажений обеспечивают когерентное сложение спектральных плотностей информационного сигнала, переданного через различные каналы разнесения, на входе приемника. Амплитудно частотные характеристики каналов предискажений обеспечивают излучение большей части энергии сигнала на тех частотах спектра информационного сигнала, где коэффициент передачи канала распространения больше, и меньшей части энергии сигнала – там, где коэффициент передачи канала меньше. Этим обеспечивается оптимальное использование энергии передаваемого сигнала.

В условиях многолучёвости когерентное сложение копий информационного сигнала, переданных через различные каналы разнесения, обеспечивается только в одном луче. В остальных лучах копии информационного сигнала складываются не когерентно.

При приёме такого сигнала, остальными лучами обычно пренебрегают. Поэтому, на приёмнике обычно используют согласованный фильтр (или коррелятор) и не используют RAKE приёмник, что значительно упрощает аппаратную реализацию приёмника.

Если пренебречь ошибками в оценке канала связи, ошибками и задержкой в канале обратной связи и ошибками квантования, то эффект, достигаемый при использовании способа когерентной разнесённой

передачи, эквивалентен эффекту, достигаемому при использовании разнесённого приёма с оптимальным по критерию максимизации ОСШП взвешенным суммированием принимаемых сигналов.

Это позволяет для сравнения описанных способов разнесённой передачи использовать теоретические результаты, полученные в статье Jianxia Luo, James R. Zeidler, and John G. Proakis, "Error Probability Performance for W-CDMA Systems With Multiple Transmit and Receive Antennas in Correlated Nakagami Fading Channels", IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 51, pp. 1502 – 1516, Nov. 2002 для ортогональной разнесённой передачи и для разнесённого приёма с оптимальным взвешенным суммированием принимаемых сигналов.

Кривые зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШП в канале с Релеевским федингом и аддитивной Гауссовой помехой (сумма шума и внутрисистемных помех) от ОСШП показаны на фиг. 1.

Кривая AWGN соответствует каналу без фединга с одной передающей и одной приёмной антенной. Это предельно достижимая (при увеличении количества передающих антенн) кривая помехоустойчивости для ортогональной разнесённой передачи.

Кривые STD 2Tx, 4Tx и 8Tx соответствуют когерентной разнесённой передаче в канале с федингом при 2, 4 и 8 передающих антеннах соответственно.

Таким образом, способ когерентной разнесённой передачи является наиболее эффективным из известных в настоящее время способов разнесённой передачи.

Помехоустойчивость способа когерентной разнесённой передачи растёт с увеличением количества передающих антенн. Кроме того, для его эффективной работы необходимо, чтобы фединги в копиях информационного сигнала, передаваемого с разных антенн, были



независимы. Это достигается разнесением передающих антенн на величину порядка 10 длин волны несущей частоты или больше.

Другим эффективным методом уменьшения внутрисистемных помех является способ передачи сигнала с использованием адаптивной антенной решетки (например, J. C. Liberti and T. S. Rappaport, Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications, Prentice Hall, New Jersey, 1999).

Адаптивная антенная решётка представляет собой несколько антенных элементов, расположенных близко друг от друга. При передаче на каждый антенный элемент подают одинаковые копии информационного сигнала, умноженные на весовые коэффициенты. Весовые коэффициенты в общем случае комплексные и разные для разных антенных элементов.

На фиг. 2 показана линейная эквидистантная антенная решётка, расположенная вдоль оси  $x$  с нулевым элементом в начале координат и расстоянием между элементами  $\Delta x$ .

Для удобства формирования диаграммы направленности адаптивной антенной решётки расстояние между двумя соседними антенными элементами  $\Delta x$  выбирают не превышающим длину волны несущей частоты.

Для простоты рассмотрения будем считать, что антенна приёмника расположена приблизительно на одной высоте с адаптивной антенной решёткой, поэтому можно ограничиться анализом диаграммы направленности адаптивной антенной решётки в плоскости  $(x, y)$ , т.е. рассматривать зависимость диаграммы направленности адаптивной антенной решётки только от угла  $\varphi$ .

Сигнал  $s_{Tx}(t)$ , излучаемый в направлении  $\varphi$ , равен

$$s_{Tx}(t) = s(t) \sum_{m=0}^{M-1} w_m \exp(-j\beta m \Delta x \cos \varphi) = s(t) f(\varphi),$$

где:

- $\beta = 2\pi/\lambda$ , где  $\lambda$  – длина волны несущей частоты,

- $f(\varphi)$  – диаграмма направленности адаптивной антенной решётки в горизонтальной плоскости.

Для формирования максимума диаграммы направленности адаптивной антенной решётки в направлении  $\varphi_0$  нужно положить весовые коэффициенты  $w_m$  равными

$$w_m = \exp(j\beta m \Delta x \cos \varphi_0).$$

Тогда диаграмма направленности будет иметь вид

$$f(\varphi_0, \varphi) = \sum_{m=0}^{M-1} \exp(-j\beta m \Delta x (\cos \varphi - \cos \varphi_0)).$$

Обычно применяют направленные антенные элементы. Тогда, если все антенные элементы имеют одинаковые и одинаково направленные диаграммы направленности  $f_a(\varphi)$ , то итоговая диаграмма направленности  $F(\varphi_0, \varphi)$  будет равна

$$F(\varphi_0, \varphi) = f(\varphi_0, \varphi) f_a(\varphi).$$

На фиг. 3 показаны две диаграммы направленности адаптивной антенной решётки из 8 антенных элементов, расположенных на расстоянии  $\lambda/2$  и имеющих диаграммы направленности вида

$$f_a(\varphi) = \begin{cases} 1, & \left| \varphi - \frac{\pi}{2} \right| \leq \frac{\pi}{3}; \\ 0, & \text{для других } \varphi. \end{cases}$$

Максимумы двух показанных на фиг. 3 диаграмм направленности соответствуют углам  $\varphi_0 = \frac{\pi}{3}$  и  $\varphi_0 = \frac{2\pi}{3}$ .

При передаче с использованием адаптивной антенной решётки энергию информационного сигнала излучают только в угловой области  $\Delta\varphi$  вокруг выбранного направления излучения  $\varphi_0$ .

Поэтому, для достижения такого же значения излучаемой энергии в направлении максимума диаграммы направленности, что и при передаче с

одного антенного элемента с диаграммой направленности  $f_a(\varphi)$ , необходимо излучить меньше энергии. Это существенно уменьшает внутрисистемные помехи.

Эффективность борьбы с внутрисистемными помехами линейно растёт с ростом количества антенных элементов адаптивной антенной решётки.

Естественным развитием эффективных методов передачи сигнала является объединение двух описанных ранее способов – способа разнесённой передачи и способа передачи сигнала с использованием адаптивной антенной решетки.

Известен способ по Siemens, Advanced closed loop Tx diversity concept (eigenbeamformer), 3GPP TSG RAN WG 1 document, TSGR1#14(00)0853, July 4 – 7, 2000, Oulu, Finland, объединяющий способ разнесённой передачи с выбором передающей антенны или способ ортогональной разнесённой передачи со способом передачи сигнала с использованием адаптивной антенной решетки.

Идея данного способа основана на том факте, что обычно канал распространения от базовой станции до мобильной станции включает несколько пространственно сосредоточенных областей отражателей, отражаясь от которых сигнал попадает на мобильную станцию (фиг. 4).

В данном способе предлагается на базовой станции использовать адаптивную антенную решётку из  $M$  элементов.

С каждого элемента адаптивной антенной решётки передают пилот сигнал. Все  $M$  передаваемых пилот сигналов ортогональны или квазиортогональны друг другу.

Также, с каждого элемента адаптивной антенной решётки передают копию информационного сигнала, умноженную на свой весовой коэффициент.

Фиг. 5 иллюстрирует операции данного способа.

Данный способ заключается в следующем.

Формируют на базовой станции  $M$  копий информационного сигнала  $s(t)$  (фиг. 5).

Умножают  $m$ -ую копию информационного сигнала, где  $m$  принимает значения от 1 до  $M$ , на соответствующий весовой коэффициент  $w_m$  и суммируют с соответствующим пилот сигналом  $p_m(t)$ .

Полученную сумму передают с соответствующего  $m$ -ого антенного элемента.

Принимают на мобильной станции  $M$  пилот сигналов и информационный сигнал.

В общем случае, пилот сигналы подвержены многолучевому распространению, т.е. на мобильной станции будет несколько разрешимых временных лучей. Обозначим их количество  $N$ .

По  $M$  пилот сигналам для каждого временного луча оценивают  $M$  коэффициентов импульсной характеристики канала распространения  $h_{1n}, h_{2n}, \dots, h_{Mn}$ , где  $n = 1, \dots, N$  — номер временного луча.

Коэффициент импульсной характеристики  $h_{mn}$  соответствует каналу распространения от  $m$ -ого антенного элемента адаптивной антенной решётки базовой станции до антенны мобильной станции и  $n$ -ому временному лучу.

Для каждого временного луча формируют матрицу пространственной корреляции

$$\hat{R}_n = \bar{h}_n \bar{h}_n^H,$$

где:

- $\bar{h}_n = [h_{1n}, h_{2n}, \dots, h_{Mn}]^T$ ,
- $\bar{x}^H$  — операция Эрмитава сопряжения вектора  $\bar{x}$ .

Формируют матрицу пространственной корреляции всех временных лучей следующим образом

$$\hat{R} = \sum_{n=1}^N \hat{R}_n.$$

Формирование матриц  $\hat{R}_n$  и  $\hat{R}$  осуществляют периодически. Обозначим матрицы  $\hat{R}_n$  и  $\hat{R}$ , сформированные на  $i$ -ом шаге, где  $i=1,2,\dots$ , через  $\hat{R}_n(i)$  и  $\hat{R}(i)$  соответственно.

Формируют усреднённую матрицу пространственной корреляции следующим образом

$$\begin{aligned} \langle \hat{R}(1) \rangle &= \hat{R}(1); \\ \langle \hat{R}(i) \rangle &= \rho \langle \hat{R}(i-1) \rangle + (1-\rho) \hat{R}(i), \quad i > 1. \end{aligned}$$

Здесь  $|\rho| \leq 1$  — коэффициент усреднения.

Осуществляют разложение усреднённой матрицы пространственной корреляции на собственные значения и собственные вектора

$$\langle \hat{R}(i) \rangle \hat{V}(i) = \hat{V}(i) \hat{\Theta}(i),$$

где:

- Матрица  $\langle \hat{R}(i) \rangle$  имеет размерность  $[M \times M]$ .
- Матрица  $\hat{V}_m(i)$  — матрица размерности  $[M \times M]$  собственных векторов матрицы  $\langle \hat{R}(i) \rangle$ , где  $\hat{V}_m(i)$  — собственный вектор матрицы  $\langle \hat{R}(i) \rangle$ , соответствующий  $m$ -ому собственному значению матрицы  $\langle \hat{R}(i) \rangle$ .
- Матрица  $\hat{\Theta}(i) = \text{diag}[\theta_1(i), \theta_2(i), \dots, \theta_M(i)]$  — матрица размерности  $[M \times M]$  собственных значений матрицы  $\langle \hat{R}(i) \rangle$ , где  $\theta_m(i)$  —  $m$ -ое собственное значение матрицы  $\langle \hat{R}(i) \rangle$ . Собственные значения  $\theta_m(i)$  расположены в матрице  $\hat{\Theta}(i)$  по главной диагонали, а остальные элементы матрицы  $\hat{\Theta}(i)$  равны нулю.

Собственные значения и собственные вектора усреднённой матрицы пространственной корреляции обладают следующими свойствами.

Собственные вектора усреднённой матрицы пространственной корреляции определяют эффективные направления передачи от базовой станции до мобильной станции. Т. е. при передаче в этих направлениях излучаемая энергия будет достигать мобильной станции.

Собственные значения усреднённой матрицы пространственной корреляции определяют среднее значение энергии, которое приходит на мобильную станцию при излучении в направлении соответствующего собственного вектора.

Матрицу собственных векторов  $\hat{V}(i)$  передают с базовой станции на мобильную станцию. Это можно осуществлять как на каждом шаге, так и реже, так как эффективные направления передачи меняются медленно, по сравнению, например, с частотой фединга.

Далее в данном способе предлагается два варианта.

Согласно первому варианту на каждом шаге на мобильной станции дополнительно оценивают  $M$  мощностей сигналов, которые бы принимались на мобильной станции при передаче в направлении соответствующих  $M$  собственных векторов  $\vec{V}_m(i)$ , по формуле

$$P_m = \vec{V}_m^H(i) \hat{R}(i) \vec{V}_m(i).$$

Здесь индекс  $m$  указывает на одно из определённых ранее эффективных направлений передачи.

Выбирают номер  $m_{\max}(i)$  эффективного направления передачи, соответствующих максимальной принимаемой мощности и сообщают его на базовую станцию.

На базовой станции передачу осуществляют в направлении  $m_{\max}(i)$ -ого эффективного направления передачи, т. е.

$$[w_1(i), w_2(i), \dots, w_M(i)]^T = \vec{V}_{m_{\max}(i)}(i).$$

Согласно второму варианту выбирают два или более эффективных направлений передачи, соответствующие максимальным принимаемым мощностям.

Осуществляют передачу по этим направлениям, передавая каждый информационный символ по каждому из выбранных эффективных направлений передачи. При этом организуют передачу таким образом, что последовательности символов, передаваемые по разным выбранным эффективным направлениям передачи ортогональны друг другу, т. е. не создают друг другу помех.

Таким образом, согласно второму варианту объединяют способ передачи сигнала с использованием адаптивной антенной решётки и способ ортогональной разнесённой передачи.

Основным недостатком описанного способа передачи сигнала является то, что он не использует указанных выше преимуществ когерентной разнесённой передачи.

Другим недостатком данного способа является то, что он использует одну, а не несколько пространственно разнесённых адаптивных антенных решёток, что существенно уменьшает степень разнесения.

Известен способ по Fujitsu, Enhance the Beamforming Feature of the Multiple Antenna Tx Diversity, 3GPP TSG RAN WG 1 document, TSGR1#15(00)-1065, August 22 – 25, 2000, Berlin, Germany, объединяющий способ когерентной разнесённой передачи со способом передачи сигнала с использованием адаптивной антенной решетки, который является наиболее близким к заявляемому техническому решению.

Рассмотрим систему сотовой связи, включающую, как минимум, одну базовую станцию и, как минимум, одну мобильную станцию.

Базовая станция передаёт на мобильную станцию информационный сигнал и пилот сигналы, используемые на мобильной станции для оценки канала распространения от базовой станции до мобильной станции. Также,

базовая станция может передавать другие сигналы, например информационные сигналы для других мобильных станций, или служебные сигналы.

Мобильная станция передаёт на базовую станцию сигнал обратной связи, используемый на базовой станции для передачи информационного сигнала для этой мобильной станции. Также, мобильная станция может передавать другие сигналы, например информационный сигнал от мобильной станции до базовой станции.

Базовая станция содержит  $M$ , где  $M \geq 1$ , адаптивных антенных решёток, каждая из которых содержит  $K$ , где  $K \geq 1$  антенных элементов.

При этом, элементы одной адаптивной антенной решётки расположены близко друг от друга (меньше длины волны несущей частоты информационного сигнала), а адаптивные антенные решётки разнесены далеко друг от друга (больше 10 длин волны несущей частоты информационного сигнала).

Каждый антенный элемент образует канал передачи. Всего таких каналов передачи  $M \cdot K$ .

Тогда каждая адаптивная антенная решётка содержит группу каналов передачи.

Базовая станция передаёт с каждого элемента каждой адаптивной антенной решётки пилот сигнал. Все пилот сигналы ортогональны или квазиортогональны друг другу.

Под ортогональностью или квазиортогональностью пилот сигналов понимают ситуацию, когда максимальное значение функции корреляции между двумя пилот сигналами много меньше максимального значения функции автокорреляции каждого пилот сигнала.

Обозначим  $P_{m,k}$  – пилот сигнал, передаваемый с  $k$ -ого элемента  $m$ -ой адаптивной антенной решётки, где  $m = \overline{1, M}$ ,  $k = \overline{1, K}$ .



На мобильной станции по принимаемым пилот сигналам оценивают импульсную характеристику каналов распространения от каждого антенного элемента каждой адаптивной антенной решётки до антенны мобильной станции.

Обозначим  $H_{m,k}$  — оценка импульсной характеристики канала распространения от  $k$ -ого элемента  $m$ -ой адаптивной антенной решётки до антенны мобильной станции.

Формируют  $M$  весовых коэффициентов  $WDA_1, WDA_2, \dots, WDA_M$  таким образом, чтобы максимизировать выражение

$$PD = \begin{bmatrix} (WDA_1)^* & (WDA_2)^* & \dots & (WDA_M)^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (H_{1,1})^* \\ (H_{2,1})^* \\ \vdots \\ (H_{M,1})^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{1,1} & H_{2,1} & \dots & H_{M,1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} WDA_1 \\ WDA_2 \\ \vdots \\ WDA_M \end{bmatrix},$$

где  $x^*$  — операция комплексного сопряжения величины  $x$ .

Максимизация указанного выше выражения обеспечивает при передаче копии информационного сигнала с  $m$ -ой адаптивной антенной решётки с весовым коэффициентом  $WDA_m$  когерентное сложение всех копий информационного сигнала на приёмной антенне мобильной станции в случае плоского фединга в сигнале, передаваемом с каждой адаптивной антенной решётки.

Под плоским федингом понимают фединг, при котором на приёмной антенне есть только один разрешимый временной луч принимаемого сигнала.

Для каждой адаптивной антенной решётки формируют  $K$  весовых коэффициентов  $WBA_{m,1}, WBA_{m,2}, \dots, WBA_{m,K}$ , таким образом, чтобы максимизировать выражение

$$PB = \begin{bmatrix} (WBA_{m,1})^* & (WBA_{m,2})^* & \dots & (WBA_{m,K})^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (H_{m,1})^* \\ (H_{m,2})^* \\ \vdots \\ (H_{m,K})^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{m,1} & H_{m,2} & \dots & H_{m,K} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} WBA_{m,1} \\ WBA_{m,2} \\ \vdots \\ WBA_{m,K} \end{bmatrix}$$

Т. е. для каждой адаптивной антенной решётки формируют вектор весовых коэффициентов  $WBA_{m,1}, WBA_{m,2}, \dots, WBA_{m,K}$ , соответствующий эффективному направлению передачи, обеспечивающему максимальную принимаемую мощность на мобильной станции.

Следует отметить, что максимизация  $PD$  и  $PB$  может быть осуществлена, например, как указано в статье Parag A. Dighe, Ranjan K. Mallik, and Sudhanshu S. Jamuar, «Analysis of Transmit – Receive Diversity in Rayleigh Fading», IEEE Trans. Commun., vol. 51, pp. 694 – 703, Apr. 2003.

Вектор  $[WDA_1, WDA_2, \dots, WDA_M]^T$  может быть найден как собственный вектор матрицы  $[H_{m,1}, H_{m,2}, \dots, H_{m,K}]^H [H_{m,1}, H_{m,2}, \dots, H_{m,K}]$ , соответствующий максимальному собственному значению этой матрицы, где  $\bar{x}^H$  – операция Эрмитава сопряжения вектора  $\bar{x}$ .

Вектор  $[WBA_{m,1}, WBA_{m,2}, \dots, WBA_{m,K}]^T$  может быть найден как собственный вектор матрицы  $[H_{m,1}, H_{m,2}, \dots, H_{m,K}]^H [H_{m,1}, H_{m,2}, \dots, H_{m,K}]$ , соответствующий максимальному собственному значению этой матрицы.

Так как важны относительные значения весовых коэффициентов, то объём информации, передаваемой в сигнале обратной связи можно сократить.

Из вектора весовых коэффициентов разнесения  $[WDA_1, WDA_2, \dots, WDA_M]^T$  размерности  $[1 \times M]$  формируют вектор весовых коэффициентов разнесения

$\left[ \frac{WDA_2}{WDA_1}, \frac{WDA_3}{WDA_1}, \dots, \frac{WDA_M}{WDA_1} \right]^T$  размерности  $[1 \times (M-1)]$ . Фактически, это означает,

что первый весовой коэффициент  $\frac{WDA_1}{WDA_1}$  равен единице, и его не надо передавать.

Обозначим

$$WD_1 \equiv 1, \quad WD_2 = \frac{WDA_2}{WDA_1}, \quad \dots, \quad WD_M = \frac{WDA_M}{WDA_1}.$$

Из каждого вектора весовых коэффициентов направлений передачи  $[WBA_{m,1}, WBA_{m,2}, \dots, WBA_{m,K}]^T$  размерности  $[1 \times K]$  формируют вектор весовых коэффициентов направлений передачи  $\left[ \frac{WBA_{m,2}}{WBA_{m,1}}, \frac{WBA_{m,3}}{WBA_{m,1}}, \dots, \frac{WBA_{m,K}}{WBA_{m,1}} \right]^T$  размерности  $[1 \times (K-1)]$ . Фактически, это означает, что весовые коэффициенты  $\frac{WBA_{m,1}}{WBA_{m,1}}$  равны единице, и их не надо передавать.

Будем, как и раньше, обозначать

$$WB_{m,1} \equiv 1, \quad WB_{m,2} = \frac{WBA_{m,2}}{WBA_{m,1}}, \quad \dots, \quad WB_{m,K} = \frac{WBA_{m,K}}{WBA_{m,1}}.$$

Передают с мобильной станции на базовую станцию сформированный вектор весовых коэффициентов разнесения и  $M$  сформированных векторов весовых коэффициентов направления передачи.

Обычно частота изменения эффективных направлений передачи меньше, чем частота фединга, поэтому вектора весовых коэффициентов направления передачи надо передавать с мобильной станции на базовую станцию реже, чем вектор весовых коэффициентов разнесения.

На базовой станции формируют  $M \cdot K$  копий информационного сигнала.

Обозначим их  $S_{m,k}$ .

Копию информационного сигнала  $S_{m,k}$  передают с  $k$ -ого антенного элемента  $m$ -ой адаптивной антенной решётки.

Перед передачей копию информационного сигнала  $S_{m,k}$  умножают на соответствующий весовой коэффициент разнесения  $WD_m$  и на соответствующий весовой коэффициент направления передачи  $WB_{m,k}$ .

Иллюстрация умножения копий информационного сигнала  $S_{m,k}$  на весовые коэффициенты и добавления пилот сигналов приведена на фиг. 6.

На фиг. 6 для простоты не приведены аналоговые части, преобразующие цифровой сигнал в аналоговый сигнал.

Из информационного сигнала  $S$  (фиг. 6) формируют  $M \cdot K$  копий  $S_{m,k}$ .

Копия информационного сигнала поступает на умножитель, где умножается на весовой коэффициент разнесения  $WD_m$ , после чего поступает на другой умножитель, где умножается на весовой коэффициент направления передачи  $WB_{m,k}$ , после чего поступает на сумматор, где к ней добавляется пилот сигнал  $P_{m,k}$ , после чего передаётся с  $k$ -ого антенного элемента  $m$ -ой адаптивной антенной решётки.

Таким образом, согласно описанию упомянутого известного способа передачи сигнала, можно выделить следующие основные признаки его реализации:

Формируют на базовой станции  $M$  разнесённых групп каналов передачи по  $K$  каналов передачи в каждой, где  $M \geq 1$ ,  $K \geq 1$ ;

Передают с базовой станции на мобильную станцию с каждого из  $M \cdot K$  каналов передачи разнесённых групп пилот сигнал;

Оценивают на мобильной станции с использованием переданных пилот сигналов импульсные характеристики  $M \cdot K$  каналов передачи разнесённых групп;

Формируют на мобильной станции  $M-1$  весовых коэффициентов разнесения, используя оцененные импульсные характеристики каналов передачи;

Формируют на мобильной станции для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $K-1$  весовых коэффициентов направления передачи, используя оцененные импульсные характеристики каналов передачи;

Передают с мобильной станции на базовую станцию сигнал обратной связи, содержащий  $M-1$  весовых коэффициентов разнесения и  $M \cdot (K-1)$  весовых коэффициентов направлений передачи;

Формируют на базовой станции  $M \cdot K$  копий информационного сигнала;

Передают каждую копию информационного сигнала по своему каналу передачи своей разнесённой группы каналов передачи;

Перед передачей умножают каждую копию информационного сигнала на соответствующий весовой коэффициент разнесения и на соответствующий весовой коэффициент направления передачи.

При этом формируют  $M-1$  весовых коэффициентов разнесения  $WD_2, WD_3, \dots, WD_M$  в два этапа.

На первом этапе формируют  $M$  весовых коэффициентов  $WDA_1, WDA_2, \dots, WDA_M$  таким образом, чтобы максимизировать выражение

$$PD = \begin{bmatrix} (WDA_1)^* & (WDA_2)^* & \dots & (WDA_M)^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (H_{1,1})^* \\ (H_{2,1})^* \\ \vdots \\ (H_{M,1})^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{1,1} & H_{2,1} & \dots & H_{M,1} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} WDA_1 \\ WDA_2 \\ \vdots \\ WDA_M \end{bmatrix},$$

где:

- $H_{m,1}$  — оценка импульсной характеристики первого канала передачи  $m$ -ой разнесённой группы каналов передачи, где  $m = \overline{1, M}$ ,
- $x^*$  — операция комплексного сопряжения величины  $x$ .

На втором этапе формируют  $M-1$  весовых коэффициентов разнесения  $WD_2, WD_3, \dots, WD_M$  по формуле

$$WD_m = \frac{WDA_m}{WDA_1},$$

где  $m = \overline{2, M}$ ;

При этом формируют  $K-1$  весовых коэффициентов направления передачи  $WB_{m,2}, WB_{m,3}, \dots, WB_{m,K}$  для  $m$ -ой разнесённой группы каналов передачи, где  $m = \overline{1, M}$ , в два этапа.

На первом этапе формируют  $K$  весовых коэффициентов  $WBA_{m,1}, WBA_{m,2}, \dots, WBA_{m,K}$  для  $m$ -ой разнесённой группы каналов передачи, таким образом, чтобы максимизировать выражение

$$PB = \begin{bmatrix} (WBA_{m,1})^* & (WBA_{m,2})^* & \dots & (WBA_{m,K})^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} (H_{m,1})^* \\ (H_{m,2})^* \\ \vdots \\ (H_{m,K})^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_{m,1} & H_{m,2} & \dots & H_{m,K} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} WBA_{m,1} \\ WBA_{m,2} \\ \vdots \\ WBA_{m,K} \end{bmatrix}$$

где:

- $H_{m,k}$  – оценка импульсной характеристики  $k$ -ого канала передачи  $m$ -ой разнесённой группы каналов передачи, где  $m = \overline{1, M}$ ,  $k = \overline{1, K}$ ,
- $x^*$  – операция комплексного сопряжения величины  $x$ .

На втором этапе формируют  $K-1$  весовых коэффициентов направления передачи  $WB_{m,2}, WB_{m,3}, \dots, WB_{m,K}$  по формуле

$$WB_{m,k} = \frac{WBA_{m,k}}{WBA_{m,1}},$$

где  $m = \overline{1, M}$ ,  $k = \overline{2, K}$ .

Устройство, реализующее способ-прототип, изображено на фиг. 7.

Устройство передачи сигнала в соответствии с фиг. 7 содержит умножители 1-1 – 1- $M$ , блоки направленной передачи 2-1 – 2- $M$ , блоки суммирования 3-1-1 – 3- $M$ - $K$ , аналоговые передатчики 4-1-1 –

$4-M-K$ , антенные элементы  $5-1-1 - 5-M-K$ ; при этом первые входы умножителей  $1-1 - 1-M$  являются входами информационного сигнала, вторые их являются входами соответствующих весовых коэффициентов разнесения, выходы умножителей  $1-1 - 1-M$  соединены с первыми входами блоков направленной передачи  $2-1 - 2-M$ ,  $K$  вторых входов блоков направленной передачи  $2-1 - 2-M$  являются входами соответствующих им весовых коэффициентов направления передачи,  $K$  выходов каждого блока направленной передачи  $2-1 - 2-M$  соединены со вторыми входами соответствующих им блоков суммирования  $3-1-1, \dots, 3-1-K - 3-M-1, \dots, 3-M-K$ , первые входы которых являются входами соответствующих пилот сигналов, выходы блоков суммирования  $3-1-1 - 3-M-K$  соединены со входами соответствующих им аналоговых передатчиков  $4-1-1 - 4-M-K$ ; выходы которых соединены со входами соответствующих им антенных элементов  $5-1-1 - 5-M-K$ , выходы которых являются выходами устройства передачи сигнала.

Блок направленной передачи  $2-m$ , где  $m$  принимает значения от 1 до  $M$ , изображён на фиг. 8.

Блок направленной передачи  $2-m$  в соответствии с фиг. 8 содержит умножители  $6-m-1 - 6-m-K$ ; при этом первые входы умножителей  $6-m-1 - 6-m-K$  являются входами информационного сигнала, вторые их входы являются входами соответствующих весовых коэффициентов направления передачи, а их выходы — выходами блока направленной передачи  $2-m$ .

Способ и устройство — прототип реализуют следующим образом (фиг. 7 и 8).

Формируют на базовой станции  $M$  разнесённых групп каналов передачи по  $K$  каналов передачи в каждой, где  $M \geq 1, K \geq 1$ .

Каждый из  $M \cdot K$  каналов передачи образован соответствующим аналоговым передатчиком  $4-m-k$  и соответствующим антенным

элементом  $5-m-k$ , где  $m$  принимает значения от 1 до  $M$ , а  $k$  принимает значения от 1 до  $K$ .

Каждая из  $M$  разнесённых групп каналов передачи образована соответствующим блоком направленной передачи  $2-m$ , соответствующими аналоговыми передатчиками  $4-m-1 - 4-m-K$  и соответствующими антенными элементами  $5-m-1 - 5-m-K$ .

Передают с базовой станции на мобильную станцию с каждого из  $M \cdot K$  каналов передачи разнесённых групп пилот сигнал.

Каждый из  $M \cdot K$  пилот сигналов поступает на первый вход соответствующего блока суммирования  $3-m-k$ , с выхода которого поступает на вход соответствующего аналогового передатчика  $4-m-k$ , с выхода которого поступает на вход соответствующего антенного элемента  $5-m-k$ , выход которого является выходом устройства передачи сигнала.

Оценивают на мобильной станции с использованием переданных пилот сигналов импульсные характеристики  $M \cdot K$  каналов передачи разнесённых групп.

Формируют на мобильной станции  $M-1$  весовых коэффициентов разнесения, используя оцененные импульсные характеристики каналов передачи.

Формируют на мобильной станции для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $K-1$  весовых коэффициентов направления передачи, используя оцененные импульсные характеристики каналов передачи.

Передают с мобильной станции на базовую станцию сигнал обратной связи, содержащий  $M-1$  весовых коэффициентов разнесения и  $M \cdot (K-1)$  весовых коэффициентов направлений передачи.

Формируют на базовой станции  $M \cdot K$  копий информационного сигнала.



Сначала формируют  $M$  копий информационного сигнала, которые поступают на первые входы умножителей  $1-1 - 1-M$ , с выходов которых поступают на первые входы блоков направленной передачи  $2-1 - 2-M$ .

В каждом из  $M$  блоков направленной передачи  $2-m$  из поступившей на его первый вход копии информационного сигнала формируют  $K$  копий информационного сигнала. Таким образом, всего получается  $M \cdot K$  копий информационного сигнала.

Передают каждую копию информационного сигнала по своему каналу передачи своей разнесённой группы каналов передачи. Перед передачей умножают каждую копию информационного сигнала на соответствующий весовой коэффициент разнесения и на соответствующий весовой коэффициент направления передачи.

$M$  копий информационного сигнала поступают на первые входы умножителей  $1-1 - 1-M$ , на вторые входы которых поступают соответствующие весовые коэффициенты разнесения.

Умножают в умножителях  $1-1 - 1-M$  копии информационного сигнала на соответствующие весовые коэффициенты разнесения и передают их с выходов умножителей  $1-1 - 1-M$  на первые входы соответствующих блоков направленной передачи  $2-1 - 2-M$ .

На  $K$  вторых входов блоков направленной передачи  $2-1 - 2-M$  поступают соответствующие весовые коэффициенты направления передачи.

В каждом из  $M$  блоков направленной передачи  $2-m$  из поступившей на его первый вход копии информационного сигнала формируют  $K$  копий информационного сигнала, которые поступают на первые входы соответствующих умножителей  $6-m-1 - 6-m-K$ .

На вторые входы соответствующих умножителей  $6-m-1 - 6-m-K$  поступают соответствующие весовые коэффициенты направления передачи.

Умножают в умножителях  $6-m-1$  —  $6-m-K$  копии информационного сигнала на соответствующие весовые коэффициенты направления передачи и передают их с  $K$  выходов блоков направленной передачи  $2-1$  —  $2-M$  на вторые входы соответствующих блоков суммирования  $3-1-1, \dots, 3-1-K$  —  $3-M-1, \dots, 3-M-K$ .

В блоках суммирования  $3-1-1$  —  $3-M-K$  суммируют соответствующую копию информационного сигнала с соответствующим пилот сигналом.

С выходов блоков суммирования  $3-1-1$  —  $3-M-K$  суммы копии информационного сигнала и пилот сигнала поступает на входы соответствующих аналоговых передатчиков  $4-1-1$  —  $4-M-K$ , с выходов которых они поступают на входы соответствующих антенных элементов  $5-1-1$  —  $5-M-K$ , выходы которых являются выходом устройства передачи сигнала.

Известный способ передачи сигнала и устройство для его реализации обладают следующими существенными недостатками.

Во-первых, при наличии частотно селективных замираний в копиях информационного сигнала, передаваемых с каждой адаптивной антенной решётки, способ и устройство — прототип не обеспечивают когерентное сложение этих копий информационного сигнала на мобильной станции. Соответственно, они не используют указанных выше преимуществ когерентной разнесённой передачи.

Во-вторых, известные способ и устройство предусматривают передачу с каждой адаптивной антенной решётки только одной копии информационного сигнала в одном направлении передачи. Вместе с тем известно, что эффективность усреднения фединга при разнесённой передаче растёт с увеличением каналов разнесения. Т. е., способ и устройство — прототип не используют все доступные направления передачи, снижая тем самым эффективность усреднения фединга.

В-третьих, известные способ и устройство предусматривают использование оценок импульсных характеристик каналов передачи от каждого антенного элемента до антенны мобильной станции, полученных по пилот сигналам, передаваемым с каждого антенного элемента, как для формирования весовых коэффициентов направления передачи, так и для формирования весовых коэффициентов разнесения. Вместе с тем, частота обновления весовых коэффициентов направления передачи существенно ниже, чем частота обновления весовых коэффициентов разнесения. Поэтому, надёжность весовых коэффициентов направления передачи существенно выше, чем надёжность весовых коэффициентов разнесения. Может оказаться, что надёжность весовых коэффициентов разнесения будет недостаточной, что существенно снизит эффективность способа передачи сигнала и устройства для его реализации.

В-четвертых, известные способ и устройство требуют формирования на мобильной станции для каждой из  $M$  адаптивных антенных решёток  $K-1$  весовых коэффициентов направления передачи и последующей передачи сформированных весовых коэффициентов направления передачи на базовую станцию по каналу обратной связи. Обычно осуществляется двухсторонняя передача информационных сигналов между базовой станцией и мобильной станцией. Тогда эффективные направления передачи сигнала прямого канала (от базовой станции к мобильной станции) можно оценить по сигналу обратного канала (от мобильной станции к базовой станции) и сформировать весовые коэффициенты направления передачи на базовой станции, что позволит существенно снизить требуемую ёмкость канала обратной связи.

Задача, на решение которой направлены заявляемые способ передачи сигнала и устройство для его реализации, — это повышение эффективности передачи информационного сигнала в прямом канале связи и,

соответственно, максимизация качества приёма информационного сигнала на мобильной станции, а также снижение нагрузки на канал обратной связи.

Поставленная задача решается тем, что в способ передачи сигнала, заключающийся в том, что

формируют на базовой станции  $M$  разнесённых групп каналов передачи по  $K$  каналов передачи в каждой, где  $M \geq 1$ ,  $K \geq 1$ ;

согласно изобретению вводят следующую последовательность действий:

формируют на базовой станции  $M$  разнесённых групп каналов приёма по  $K$  каналов приёма в каждой, соответствующих  $M$  сформированным разнесённым группам каналов передачи;

передают с мобильной станции на базовую станцию сигнал и принимают его на базовой станции по каждому из  $K$  каналов приёма каждой из  $M$  разнесённых групп;

формируют для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  наборов весовых коэффициентов направления передачи по  $K$  коэффициентов в каждом, где  $L_m \geq 0$ , а  $m = 1, 2, \dots, M$ ; используя принимаемый с мобильной станции сигнал, таким образом, чтобы максимизировать качество приёма передаваемого с базовой станции сигнала на мобильной станции;

формируют на каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  каналов направленной передачи с использованием сформированных наборов весовых коэффициентов направления передачи;

передают на мобильную станцию с каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи по каждому из  $L_m$  каналов направленной передачи пилот сигнал для разнесённой передачи;

оценивают на мобильной станции для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи передаточные функции  $L_m$  каналов направленной

передачи с использованием переданных пилот сигналов для разнесённой передачи;

передают на базовую станцию сигнал обратной связи, содержащий для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  оцененных передаточных функций каналов направленной передачи;

формируют на базовой станции для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи для каждого из  $L_m$  каналов направленной передачи каналы коррекции спектра сигнала и корректируют их передаточные функции в соответствии с переданными оцененными передаточными функциями каналов направленной передачи таким образом, чтобы максимизировать качество приёма информационного сигнала на мобильной станции;

формируют для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи для каждого из  $L_m$  каналов направленной передачи копию информационного сигнала и одновременно передают все сформированные копии информационного сигнала по соответствующим каналам направленной передачи, предварительно пропустив их через соответствующие каналы коррекции спектра сигнала.

При этом сигнал, передаваемый с мобильной станции на базовую станцию, представляет собой пилот сигнал, или информационный сигнал, или сигнал обратной связи, или служебный сигнал, или любую комбинацию перечисленных выше сигналов.

При этом для формирования наборов весовых коэффициентов направления передачи

оценивают для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов приёма направления прихода на неё принимаемого сигнала и соответствующие этим направлениям средние принимаемые мощности сигнала;

выбирают для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов приёма из всех оцененных для этой группы направлений  $L_m$  направлений, соответствующих  $L_m$  максимальным средним принимаемым мощностям сигнала;

формируют для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  наборов весовых коэффициентов направления передачи по  $K$  коэффициентов в каждом в направлении  $L_m$  выбранных для соответствующей группы каналов приёма направлений прихода пилот сигнала, таким образом, чтобы максимизировать качество приёма передаваемого с базовой станции сигнала на мобильной станций.

При формировании каналов направленной передачи в каждом из каналов формируют  $K$  копий входного сигнала данного канала направленной передачи и передают их по соответствующему каналу передачи данной разнесённой группы каналов передачи, предварительно умножив каждую копию входного сигнала на соответствующий весовой коэффициент направления передачи соответствующего набора весовых коэффициентов направления передачи.

Все передаваемые пилот сигналы для направленной передачи и информационный сигнал ортогональны или квазиортогональны между собой.

При оценке на мобильной станции передаточных функций каналов направленной передачи оценивают импульсную характеристику каждого из каналов направленной передачи и формируют оценку его передаточной функции как преобразование Фурье от оцененной импульсной характеристики этого канала направленной передачи.

При формировании на базовой станции каналов коррекции спектра сигнала передаточную функцию каждого канала коррекции спектра сигнала

формируют как функцию, комплексно сопряжённую соответствующей оцененной передаточной функции канала направленной передачи.

Поставленная задача решается также за счет того, что в устройство передачи сигнала, содержащее  $M$  блоков направленной передачи,  $M \cdot K$  блоков суммирования,  $M \cdot K$  аналоговых передатчиков,  $M \cdot K$  антенных элементов, при этом выходы каждого из  $M$  блоков направленной передачи соединены со входами соответствующих блоков суммирования, выход каждого из  $M \cdot K$  блоков суммирования соединён со входом соответствующего аналогового передатчика, выход каждого из  $M \cdot K$  аналоговых передатчиков соединён с первым входом соответствующего антенного элемента, первый выход каждого из  $M \cdot K$  антенных элементов является выходом устройства передачи сигнала, согласно изобретению дополнительно введены  $\sum_{m=1}^M (L_m - 1)$  блоков направленной передачи, введены  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков коррекции спектра сигнала,  $\sum_{m=1}^M L_m$  сумматоров,  $M \cdot K$  аналоговых приёмников,  $M$  блоков формирования весовых коэффициентов направления передачи, при этом первый вход каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков коррекции спектра сигнала является входом информационного сигнала, второй вход каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков коррекции спектра сигнала является входом соответствующей передаточной функции канала направленной передачи, выход каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков коррекции спектра сигнала соединён с первым входом соответствующего сумматора, второй вход каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  сумматоров является входом соответствующего пилот сигнала для разнесённой передачи, выход каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  сумматоров соединён с первым входом соответствующего блока направленной

передачи,  $K$  вторых входов каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков направленной передачи соединены с соответствующими  $K$  выходами соответствующего блока формирования весовых коэффициентов, выходы каждого из  $\sum_{m=1}^M (L_m - 1)$  дополнительно введённых блоков направленной передачи соединены с дополнительными входами соответствующих блоков суммирования, второй вход каждого из  $M \cdot K$  антенных элементов является входом принимаемого сигнала, второй выход каждого из  $M \cdot K$  антенных элементов соединён со входом соответствующего аналогового приёмника, выход каждого из  $M \cdot K$  аналоговых приёмников соединён с соответствующим входом соответствующего блока формирования весовых коэффициентов направления передачи.

При этом блок направленной передачи содержит  $K$  умножителей, при этом объединённые первые входы  $K$  умножителей являются первым входом блока направленной передачи, их вторые входы являются  $K$  вторыми входами блока направленной передачи, а их выходы являются выходами блока направленной передачи.

Заявляемые способ передачи сигнала и устройство для его реализации имеют существенные отличия от известных технических решений. Эти отличия в совокупности позволяют повысить эффективность передачи информационного сигнала в прямом канале связи и, соответственно, максимизировать качество приёма информационного сигнала на мобильной станции, а также снизить нагрузку на канал обратной связи. Отличия заключаются в следующем.

Во-первых, вместо операции умножения копий информационного сигнала на весовые коэффициенты разнесения (как в прототипе) введена операция корректировки спектра копий информационного сигнала и соответственно используют блоки коррекции спектра сигнала для



осуществления этой операции. Это обеспечивает когерентное сложение копий информационного сигнала на приёмной стороне в случае частотно-селективных замираний сигнала.

Во-вторых, вместо передачи в одном направлении с каждой разнесённой группы каналов передачи (как в прототипе) предусмотрена передача по нескольким направлениям передачи с каждой разнесённой группы каналов передачи. Соответствующие им наборы весовых коэффициентов направления передачи формируют на базовой станции. В заявляемое устройство передачи сигнала добавлено соответствующее количество блоков направленной передачи. Это значительно увеличивает количество каналов передачи и, соответственно, повышает эффективность усреднения фединга.

В-третьих, заявляемый способ и устройство для его реализации предусматривают оценку передаточных функций каналов направленной передачи по пилот сигналам для разнесённой передачи, передаваемым по каждому из направлений передачи. Это повышает качество оценок передаточных функций каналов направленной передачи и, соответственно, повышает эффективность когерентного сложения копий информационного сигнала на приёмной стороне, что увеличивает качество приёма на мобильной станции.

В-четвёртых, заявляемый способ и устройство для его реализации предусматривают формирование весовых коэффициентов направления передачи на базовой станции по принимаемому с мобильной станции пилот сигналу. В устройство передачи сигнала введены  $M \cdot K$  аналоговых приёмников и  $M$  блоков формирования весовых коэффициентов направления передачи. Соответственно, нет необходимости передавать с мобильной станции на базовую станцию наборы весовых коэффициентов направления передачи, что существенно снижает нагрузку на канал обратной связи (от мобильной станции к базовой станции).

Описание изобретения поясняется примерами выполнения и чертежами.

На фиг. 1 показаны кривые зависимости вероятности битовой ошибки от ОСШП в канале с Релеевским федингом и аддитивной Гауссовой помехой (сумма шума и внутрисистемных помех) от ОСШП.

На фиг. 2 показана линейная эквидистантная антенная решётка.

Фиг. 3 иллюстрирует диаграммы направленности адаптивной антенной решётки.

Фиг. 4 иллюстрирует канал распространения от базовой станции до мобильной станции.

На фиг. 5 показан пример реализации способа по Siemens, Advanced closed loop Tx diversity concept (eigenbeamformer), 3GPP TSG RAN WG 1 document, TSGR1#14(00)0853, July 4 – 7, 2000, Oulu, Finland.

Фиг. 6 иллюстрирует реализацию способа – прототипа.

На фиг. 7 выполнена структурная схема устройства, реализующего способ – прототип.

На фиг. 8 показан пример реализации блока направленной передачи.

На фиг. 9 выполнена структурная схема заявляемого устройства.

Заявляемое устройство передачи сигнала (фиг. 9) содержит  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков коррекции спектра сигнала 7-1-1 – 7-M-L<sub>M</sub>,  $\sum_{m=1}^M L_m$  сумматоров 8-1-1 – 8-M-L<sub>M</sub>,  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков направленной передачи 2-1-1 – 2-M-L<sub>M</sub>, M·K блоков суммирования 3-1-1 – 3-M-K, M·K аналоговых передатчиков 4-1-1 – 4-M-K, M·K антенных элементов 5-1-1 – 5-M-K, M·K аналоговых приёмников 9-1-1 – 9-M-K, M блоков формирования весовых коэффициентов направления передачи 10-1 – 10-M, при этом объединённые первые входы блоков коррекции спектра

сигнала  $7-1-1 - 7-M-L_M$  являются входами информационного сигнала, их вторые входы являются входами соответствующих передаточных функций канала направленной передачи, выходы блоков коррекции спектра сигнала  $7-1-1 - 7-M-L_M$  соединены с первыми входами соответствующих сумматоров  $8-1-1 - 8-M-L_M$ , вторые входы которых являются входами соответствующих пилот сигналов для разнесённой передачи, выходы сумматоров  $8-1-1 - 8-M-L_M$  соединены с первыми входами соответствующих блоков направленной передачи  $2-1-1 - 2-M-L_M$ , вторые входы которых соединены с соответствующими им выходами соответствующих блоков формирования весовых коэффициентов направления передачи  $10-1 - 10-M$ , каждый из  $K$  выходов каждого блока направленной передачи  $2-1-1 - 2-M-L_M$  соединён с соответствующим ему входом соответствующего блока суммирования  $3-1-1 - 3-M-K$ , выходы блоков суммирования  $3-1-1 - 3-M-K$  соединены со входами соответствующих им аналоговых передатчиков  $4-1-1 - 4-M-K$ , выходы которых соединены с первыми входами соответствующих антенных элементов  $5-1-1 - 5-M-K$ , первые выходы которых являются выходами устройства передачи сигнала, вторые входы антенных элементов  $5-1-1 - 5-M-K$  являются входами принимаемого сигнала, вторые выходы антенных элементов  $5-1-1 - 5-M-K$  соединены со входами соответствующих им аналоговых приёмников  $9-1-1 - 9-M-K$ , выходы которых соединены с соответствующими им входами соответствующих блоков формирования весовых коэффициентов направления передачи  $10-1 - 10-M$ .

При этом блок направленной передачи  $2-m-j$ , где  $m=1,2,\dots,M$ , а  $j=1,2,\dots,L_m$ , (фиг. 8) содержит  $K$  умножителей  $6-m-1 - 6-m-K$ , при этом объединённые первые входы  $K$  умножителей  $6-m-1 - 6-m-K$ , являются первым входом блока направленной передачи  $2-m-j$ , их вторые входы

являются  $K$  вторыми входами блока направленной передачи  $2-m-j$ , а их выходы являются выходами блока направленной передачи  $2-m-j$ .

Рассмотрим работу заявляемого способа передачи сигнала на устройстве для его реализации (фиг. 9).

Формируют на базовой станции  $M$  разнесённых групп каналов передачи по  $K$  каналов передачи в каждой, где  $M \geq 1$ ,  $K \geq 1$ .

Каждый из  $M \cdot K$  каналов передачи образован соответствующим аналоговым передатчиком  $4-m-k$  и соответствующим антенным элементом  $5-m-k$ , где  $m$  принимает значения от 1 до  $M$ , а  $k$  принимает значения от 1 до  $K$ .

Каждая из  $M$  разнесённых групп каналов передачи образована соответствующим блоком направленной передачи, одним из блоков  $2-m-j$ , где  $j$  принимает значения от 1 до  $L_m$ , соответствующими аналоговыми передатчиками  $4-m-1 - 4-m-K$  и соответствующими антенными элементами  $5-m-1 - 5-m-K$ .

Каждая разнесённая группа каналов передачи представляет собой адаптивную антенную решётку. Всего для передачи используется  $M$  разнесённых адаптивных антенных решёток.

Формируют на базовой станции  $M$  разнесённых групп каналов приёма по  $K$  каналов приёма в каждой, соответствующих  $M$  сформированным разнесённым группам каналов передачи.

Каждый из  $M \cdot K$  каналов приёма образован (фиг. 9) соответствующим аналоговым приёмником  $9-m-k$  и соответствующим антенным элементом  $5-m-k$ , где  $m$  принимает значения от 1 до  $M$ , а  $k$  принимает значения от 1 до  $K$ .

Каждая из  $M$  разнесённых групп каналов приёма образована соответствующим блоком формирования весовых коэффициентов направления передачи  $10-m$ , соответствующими аналоговыми

приёмниками  $9-m-1$  —  $9-m-K$  и соответствующими антенными элементами  $5-m-1$  —  $5-m-K$ .

Каждая разнесённая группа каналов приёма представляет собой адаптивную антенную решётку. Всего для приёма используется  $M$  разнесённых адаптивных антенных решёток.

Передают с мобильной станции на базовую станцию сигнал и принимают его на базовой станции по каждому из  $K$  каналов приёма каждой из  $M$  разнесённых групп.

Передаваемый с мобильной станции на базовую станцию сигнал представляет собой пилот сигнал, или информационный сигнал, или сигнал обратной связи, или служебный сигнал, или любую комбинацию перечисленных выше сигналов.

Обозначим  $u_{m,k,n}$  —  $n$ -ый отсчёт, где  $n=1,2,\dots,N$ , сигнала мобильной станции, принимаемого по  $k$ -ому каналу приёма  $m$ -ой разнесённой группы.

Обозначим  $\bar{u}_{m,n} = [u_{m,1,n} \ \dots \ u_{m,K,n}]^T$  —  $n$ -ый отсчёт вектора сигналов, принимаемых по  $K$  каналам приёма  $m$ -ой разнесённой группы, где  $\bar{x}^T$  — операция транспонирования вектора  $\bar{x}$ .

Формируют для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  наборов весовых коэффициентов направления передачи по  $K$  коэффициентов в каждом, где  $L_m \geq 0$ , а  $m=1,2,\dots,M$ , используя принимаемый пилот сигнал.

Для этого осуществляют, например, следующую последовательность действий в блоках формирования весовых коэффициентов направления передачи  $10-1$  —  $10-M$ .

По  $N$  отсчётам вектора сигналов  $\bar{u}_{m,n}$  принимаемых по  $K$  каналам приёма  $m$ -ой разнесённой группы оценивают их корреляционную матрицу  $\hat{R}_m$  размерности  $[K \times K]$  по формуле

$$\hat{R}_m = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \bar{u}_{m,n} \bar{u}_{m,n}^H,$$

где  $\bar{x}^H$  – операция гильбертова сопряжения вектора  $\bar{x}$ .

Осуществляют разложение корреляционной матрицы  $\hat{R}_m$  по собственным значениям и собственным векторам

$$\hat{R}_m \hat{V}_m = \hat{V}_m \hat{\Lambda}_m,$$

где:

- $\hat{\Lambda}_m = \text{diag}\{\lambda_{m,1}, \lambda_{m,2}, \dots, \lambda_{m,K}\}$  – диагональная матрица размерности  $[K \times K]$  собственных значений корреляционной матрицы  $\hat{R}_m$ ,
- $\lambda_{m,1} \geq \lambda_{m,2} \geq \dots \geq \lambda_{m,K}$  – собственные значения упорядочены в порядке убывания,
- $\hat{V}_m = [\bar{q}_{m,1} \quad \bar{q}_{m,2} \quad \dots \quad \bar{q}_{m,K}]$  – матрица размерности  $[K \times K]$  собственных векторов корреляционной матрицы  $\hat{R}_m$ .

Оценивают количество  $D_m$  направлений прихода принимаемого сигнала на  $m$ -ую разнесённую группу каналов приёма по количеству  $C_m$  минимальных собственных значений корреляционной матрицы  $\hat{R}_m$

$$D_m = K - C_m.$$

Формируют решающую функцию  $P_m(\theta, \varphi)$ , аргументами которой являются углы прихода принимаемого сигнала  $\theta$  и  $\varphi$ , по формуле

$$\Omega_m(\theta, \varphi) = \frac{\bar{a}^H(\theta, \varphi) \bar{a}(\theta, \varphi)}{\bar{a}^H(\theta, \varphi) \hat{V}_{m, \text{noise}} \hat{V}_{m, \text{noise}}^H \bar{a}(\theta, \varphi)},$$

где:

- $\bar{a}(\theta, \varphi)$  – вектор весовых коэффициентов размерности  $[1 \times K]$ , соответствующий направлению приёма  $(\theta, \varphi)$ ,
- $\hat{V}_{m, \text{noise}}$  – матрица размерности  $[C_m \times K]$  минимальных собственных векторов корреляционной матрицы  $\hat{R}_m$ , соответствующих  $C$

минимальным собственным значениям корреляционной матрицы

$$\hat{R}_m, \text{ равная } \hat{V}_{m,noise} = [\bar{q}_{D_m+1} \quad \bar{q}_{D_m+2} \quad \dots \quad \bar{q}_K].$$

Выражение для вектора весовых коэффициентов  $\bar{a}(\theta, \varphi)$  зависит от конфигурации адаптивной антенной решётки. Например, для линейной эквидистантной антенной решётки, расположенной вдоль оси  $x$  с первым элементом в начале координат, вектор весовых коэффициентов  $\bar{a}(\theta, \varphi)$  определяется выражениями

$$\bar{a}(\theta, \varphi) = [a_1(\theta, \varphi), a_2(\theta, \varphi), \dots, a_K(\theta, \varphi)]^T,$$

$$a_k(\theta, \varphi) = \exp(-j\beta(x_k \cos \varphi \sin \theta + y_k \sin \varphi \sin \theta + z_k \cos \theta)).$$

Находят  $D_m$  максимумов решающей функции  $\Omega_m(\theta, \varphi)$ , которые соответствуют  $D_m$  направлениям прихода  $\bar{a}_{m,1}(\theta_{m,1}, \varphi_{m,1}), \dots, \bar{a}_{m,D_m}(\theta_{m,D_m}, \varphi_{m,D_m})$  принимаемого сигнала на  $m$ -ую разнесённую группу каналов приёма.

Находят соответствующие этим направлениям средние принимаемые мощности сигнала по формуле

$$P_{m,d} = \bar{a}_{m,d}^H(\theta_{m,d}, \varphi_{m,d}) \hat{R}_m \bar{a}_{m,d}(\theta_{m,d}, \varphi_{m,d}),$$

где  $d = 1, 2, \dots, D_m$ .

Приведённая последовательность действий для оценки для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов приёма направлений прихода на неё принимаемого сигнала и соответствующих этим направлениям средних принимаемых мощностей сигнала представлена как пример, описанный в (J. C. Liberti and T. S. Rappaport, Smart antennas for wireless communications: IS-95 and third generation CDMA applications, Prentice Hall, New Jersey, 1999).

Заявляемые способ передачи сигнала и устройство для его реализации не исключают использования любых других способов оценки для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов приёма направлений прихода на неё принимаемого сигнала и соответствующих этим направлениям средних принимаемых мощностей сигнала.

Выбирают для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов приёма из всех оцененных для этой группы направлений  $L_m$  направлений, соответствующих  $L_m$  максимальным средним принимаемым мощностям сигнала. Выбор осуществляют следующим образом.

Находят максимальное значение средней принимаемой мощности сигнала по формуле

$$P_{m,\max} = \max_d \{P_{m,d}\}.$$

Выбирают среди всех значений средних принимаемых мощностей сигнала такие значения  $P_{m,j}$  для которых выполняется условие

$$P_{m,j} \geq \beta \cdot P_{m,\max},$$

где  $0 \leq \beta \leq 1$ ,  $j = 1, 2, \dots, L_m$ , а  $L_m$  равно количеству значений средних принимаемых мощностей сигнала  $P_{m,j}$ , для которых выполняется данное условие.

Выбирают  $L_m$  направлений  $\bar{a}_{m,j}(\theta_{m,j}, \varphi_{m,j})$ , соответствующих  $L_m$  выбранным максимальным средним принимаемым мощностям сигнала  $P_{m,j}$ .

Формируют для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  наборов весовых коэффициентов направления передачи по  $K$  коэффициентов в каждом направлении  $L_m$  выбранных для соответствующей группы каналов приёма направлений прихода сигнала в соответствии с выражением

$$W_{m,j,k} = \frac{\sqrt{P_{m,j}} \cdot a_{m,j,k}(\theta_{m,j}, \varphi_{m,j})}{\sum_{m=1}^M \sum_{j=1}^{L_m} \sum_{k=1}^K P_{m,j} \cdot a_{m,j,k}(\theta_{m,j}, \varphi_{m,j})^2},$$

где  $W_{m,j,k}$  —  $k$ -ый весовой коэффициент направления передачи  $j$ -го набора  $m$ -ой разнесённой группы каналов передачи.

Т. е. в каждом из выбранных эффективных направлений передачи излучают долю энергии передаваемого сигнала пропорциональную средней



мощности сигнала, принимаемого с этого направления, тем самым максимизируя качество приёма передаваемого с базовой станции сигнала на мобильной станции.

Формируют на базовой станции на каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  каналов направленной передачи с использованием переданных наборов весовых коэффициентов направления передачи.

На каждой из  $M$  адаптивных антенных решёток каждый из  $L_m$  каналов направленной передачи образован соответствующим блоком направленной передачи  $2-m-j$ , где  $j$  принимает значения от 1 до  $L_m$ , соответствующими аналоговыми передатчиками  $4-m-1 - 4-m-K$  и соответствующими антенными элементами  $5-m-1 - 5-m-K$ .

На первый вход блока направленной передачи  $2-m-j$  поступает передаваемый сигнал, а на его вторые входы поступает набор весовых коэффициентов направления передачи  $(W_{m,j,1}, W_{m,j,2}, \dots, W_{m,j,K})$ .

В каждом из каналов направленной передачи формируют  $K$  копий входного сигнала данного канала направленной передачи и передают их по соответствующему каналу передачи данной разнесённой группы каналов передачи, предварительно умножив каждую, начиная со второй, копию входного сигнала на соответствующий весовой коэффициент направления передачи соответствующего набора весовых коэффициентов направления передачи.

$K$  копий входного сигнала канала направленной передачи  $2-m-j$  поступают на первые входы умножителей  $6-m-1 - 6-m-K$ , на вторые входы которых поступают весовые коэффициенты направления передачи  $(W_{m,j,1} \equiv 1, W_{m,j,2}, \dots, W_{m,j,K})$ . В каждом из умножителей  $6-m-1 - 6-m-K$  осуществляют умножение соответствующей  $k$ -ой копии сигнала, где  $k$  принимает значения от 1 до  $K$ , на соответствующий весовой коэффициент направления передачи  $W_{m,j,k}$ .

Передают с базовой станции на мобильную станцию с каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи по каждому из  $L_m$  каналов направленной передачи пилот сигнал для разнесённой передачи.

Пилот сигналы для разнесённой передачи поступают на соответствующие вторые входы сумматоров  $8-1-1 - 8-M-L_m$ , с выходов которых поступают на первые входы блоков направленной передачи  $2-1-1 - 2-M-L_m$ , с  $K$  выходов каждого из которых поступают на соответствующие вторые входы блоков суммирования  $3-1-1 - 3-M-K$ , с выходов которых поступают на входы аналоговых передатчиков  $4-1-1 - 4-M-K$ , с выходов которых поступают на входы антенных элементов  $5-1-1 - 5-M-K$ , с выходов которых по радиоканалу поступают на мобильную станцию.

Блоки направленной передачи  $2-1-1 - 2-M-L_m$  обеспечивают передачу пилот сигналов для разнесённой передачи по выбранным эффективным направлениям передачи.

Оценивают на мобильной станции с использованием переданных пилот сигналов для разнесённой передачи для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи передаточные функции  $L_m$  каналов направленной передачи.

Под передаточной функцией (или частотным коэффициентом передачи) линейной системы в литературе, например, Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Москва, «Советское радио». 1977, с. 176 – 177 или С.И. Баскаков. Радиотехнические цепи и сигналы, М. – «Высшая школа, 1988 г., с. 211 – 212, понимается комплексная функция, равная частному спектральных плотностей выходного и входного сигналов линейной системы.

При этом оценивают импульсную характеристику каждого из  $L_m$  каналов направленной передачи и формируют оценку его передаточной

функции как преобразование Фурье от оцененной импульсной характеристики этого канала направленной передачи.

Указанная оценка импульсной характеристики каждого из  $L_m$  каналов направленной передачи может быть осуществлена с использованием известных методов, например, как описано в статье A. Hewitt, W. Lau, J. Austin, and E. Wilar, "An autoregressive approach to the identification of multipath ray parameters from field measurements," IEEE Trans. on Comm., vol.37, pp. 1136-1143, Nov. 1989 или в статье J. Ehrenberg, T. Ewart, and R. Morris, "Signal processing techniques for resolving individual pulses in a multipath signal," J. Acoust. Soc. Amer., vol. 63, pp. 1861-1865, Jun. 1978, или в статье Zoran kostic, M. Ibrahim Sezan, and Edward L. Titlebaum, "Estimation of the parameters of a multipath channel using set-theoretic deconvolution," IEEE Trans. on Comm., vol. 40, No. 6, June 1992.

Передают с мобильной станции на базовую станцию сигнал обратной связи, содержащий для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  оцененных передаточных функций каналов направленной передачи.

Заявляемое изобретение не исключает возможности оценки передаточных функций каналов распространения, соответствующих эффективным направлениям передачи с каждой из адаптивных антенных решёток, любым другим известным способом. Важным является именно операция оценки этих передаточных функций.

Формируют на базовой станции для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи для каждого из  $L_m$  каналов направленной передачи каналы коррекции спектра сигнала и корректируют их передаточные функции в соответствии с переданными оцененными передаточными функциями каналов направленной передачи таким образом, чтобы максимизировать качества приёма информационного сигнала на мобильной станции.

При этом передаточную функцию каждого канала коррекции спектра сигнала формируют как функцию, комплексно сопряжённую соответствующей оцененной передаточной функции канала направленной передачи.

В описании к патенту РФ № 2192094 «Способ когерентной разнесенной передачи сигнала», опубликованном 27.10.2002 г. в бюл. № 30, МПК<sup>7</sup> Н 04 В 7/005 сказано, что тем самым достигается когерентное сложение всех спектральных составляющих копий информационного сигнала, передаваемых с каждой адаптивной антенной решётки в каждом из эффективных направлений передачи, соответственно максимизируется качество приёма информационного сигнала на мобильной станции.

Каждый из блоков коррекции спектра сигнала  $7-1-1 - 7-M-L_M$  может быть реализован в виде фильтра, передаточная функция которого равна функции, комплексно сопряжённой передаточной функции канала распространения, соответствующего этому каналу направленной передачи.

Формируют на базовой станции для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи для каждого из  $L_m$  каналов направленной передачи копию информационного сигнала и одновременно передают все сформированные копии информационного сигнала по соответствующим каналам направленной передачи, предварительно пропустив их через соответствующие каналы коррекции спектра сигнала.

Т. е. передают копии информационного сигнала на мобильную станцию с каждой адаптивной антенной решётки по каждому из эффективных направлений передачи, предварительно скорректировав спектр каждой копии информационного сигнала, таким образом, чтобы обеспечить когерентное сложение всех их спектральных составляющих, что максимизирует качество приёма информационного сигнала на мобильной станции.

Сначала формируют  $\sum_{m=1}^M L_m$  копий информационного сигнала, которые поступают на первые входы блоков коррекции спектра сигнала 7-1-1 – 7-М- $L_M$ .

С выходов соответствующих блоков коррекции спектра сигнала 7-1-1 – 7-М- $L_M$  копии информационного сигнала (с уже скорректированным спектром) поступают на первые входы сумматоров 8-1-1 – 8-М- $L_M$ , где осуществляется их суммирование с соответствующими пилот сигналами для разнесённой передачи, и поступают далее на соответствующие блоки направленной передачи 2-1-1 – 2-М- $L_M$ .

В каждом из блоков направленной передачи 2-1-1 – 2-М- $L_M$  формируют из поступившей на него копии информационного сигнала (с уже скорректированным спектром) ещё  $K$  копий, которые поступают на первые входы умножителей 6- $m$ -1 – 6- $m$ - $K$ .

Затем  $\left(\sum_{m=1}^M L_m\right) \cdot K$  копий информационного сигнала, со скорректированным спектром и умноженные на соответствующие весовые коэффициенты направления передачи, поступают с выходов блоков направленной передачи 2-1-1 – 2-М- $L_M$  на входы блоков суммирования 3-1-1 – 3-М- $K$ , с их выходов на входы аналоговых передатчиков 4-1-1 – 4-М- $K$ , с их выходов на входы антенных элементов 5-1-1 – 5-М- $K$ , а с их выходов по радиоканалу – на мобильную станцию.

Блоки суммирования 3-1-1 – 3-М- $K$  обеспечивают одновременную передачу копий информационного сигнала через  $M \cdot K$  каналов передачи.

При этом все передаваемые пилот сигналы для направленной передачи и информационный сигнал ортогональны или квазиортогональны между собой.

Заявляемые способ передачи сигнала и устройство для его реализации обладают следующими существенными преимуществами по сравнению с известными в данной области техники, изобретениями.

Во-первых, они обеспечивают когерентное сложение копий информационного сигнала на приёмной стороне в случае частотно-селективных замираний сигнала.

Во-вторых, они позволяют значительно увеличить количество каналов передачи и, соответственно, повысить эффективность усреднения фединга.

В-третьих, они позволяют повысить качество оценок передаточных функций каналов направленной передачи и, соответственно, повысить эффективность когерентного сложения копий информационного сигнала на приёмной стороне, что увеличивает качество приёма на мобильной станции.

В-четвёртых, они позволяют существенно снизить нагрузку на канал обратной связи (от мобильной станции к базовой станции).

Описанные преимущества в совокупности позволяют существенно повысить эффективность передачи информационного сигнала в прямом канале связи и, соответственно, максимизировать качество приёма информационного сигнала на мобильной станции, а также существенно снизить нагрузку на канал обратной связи.

Эти преимущества достигаются за счёт корректировки спектра копий передаваемого информационного сигнала, передачи копий информационного сигнала с каждой адаптивной антенной решётки в каждом эффективном направлении передачи, оценки передаточных функций каналов направленной передачи по пилот сигналам для разнесённой передачи, передаваемым с каждой адаптивной антенной решётки по каждому из эффективных направлений передачи, а также за счёт оценки эффективных направлений передачи на базовой станции по сигналу мобильной станции.

## ФОРМУЛА ИЗОБРЕТЕНИЯ

1. Способ передачи сигнала, заключающийся в том, что формируют на базовой станции  $M$  разнесённых групп каналов передачи по  $K$  каналов передачи в каждой, где  $M \geq 1$ ,  $K \geq 1$ ; отличающийся тем, что формируют на базовой станции  $M$  разнесённых групп каналов приёма по  $K$  каналов приёма в каждой, соответствующих  $M$  сформированным разнесённым группам каналов передачи; передают с мобильной станции на базовую станцию сигнал и принимают его на базовой станции по каждому из  $K$  каналов приёма каждой из  $M$  разнесённых групп; формируют для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  наборов весовых коэффициентов направления передачи по  $K$  коэффициентов в каждом, где  $E_m \geq 0$ , а  $m = 1, 2, \dots, M$ , используя принимаемый с мобильной станции сигнал таким образом, чтобы максимизировать качество приёма передаваемого с базовой станции сигнала на мобильной станции; формируют на каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  каналов направленной передачи с использованием сформированных наборов весовых коэффициентов направления передачи; передают на мобильную станцию с каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи по каждому из  $L_m$  каналов направленной передачи пилот сигнал для разнесённой передачи; оценивают на мобильной станции для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи передаточные функции  $L_m$  каналов направленной передачи с использованием переданных пилот сигналов для разнесённой передачи; передают на базовую станцию сигнал обратной связи, содержащий для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  оцененных передаточных функций каналов направленной передачи; формируют на базовой станции для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи для каждого из  $L_m$  каналов направленной передачи каналы коррекции спектра сигнала и корректируют их передаточные функции в соответствии с

переданными оцененными передаточными функциями каналов направленной передачи таким образом, чтобы максимизировать качество приёма информационного сигнала на мобильной станции; формируют для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи для каждого из  $L_m$  каналов направленной передачи копию информационного сигнала и одновременно передают все сформированные копии информационного сигнала по соответствующим каналам направленной передачи, предварительно пропустив их через соответствующие каналы коррекции спектра сигнала.

2. Способ по пункту 1, отличающийся тем, что сигнал, передаваемый с мобильной станции на базовую станцию, представляет собой пилот сигнал, или информационный сигнал, или сигнал обратной связи, или служебный сигнал, или любую комбинацию перечисленных выше сигналов.

3. Способ по пункту 1, отличающийся тем, что для формирования наборов весовых коэффициентов направления передачи оценивают для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов приёма направления прихода на неё принимаемого сигнала и соответствующие этим направлениям средние принимаемые мощности сигнала; выбирают для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов приёма из всех оцененных для этой группы направлений  $L_m$  направлений, соответствующих  $L_m$  максимальным средним принимаемым мощностям сигнала; формируют для каждой из  $M$  разнесённых групп каналов передачи  $L_m$  наборов весовых коэффициентов направления передачи по  $K$  коэффициентов в каждом в направлении  $L_m$  выбранных для соответствующей группы каналов приёма направлений прихода сигнала, таким образом, чтобы максимизировать качество приёма передаваемого с базовой станции сигнала на мобильной станции.

4. Способ по пункту 1, отличающийся тем, что при формировании каналов направленной передачи в каждом из каналов формируют  $K$  копий



входного сигнала данного канала направленной передачи и передают их по соответствующему каналу передачи данной разнесённой группы каналов передачи, предварительно умножив каждую копию входного сигнала на соответствующий весовой коэффициент направления передачи соответствующего набора весовых коэффициентов направления передачи.

5. Способ по пункту 1, отличающийся тем, что все передаваемые пилот сигналы для направленной передачи и информационный сигнал ортогональны или квазиортогональны между собой.

6. Способ по пункту 1, отличающийся тем, что при оценке на мобильной станции передаточных функций каналов направленной передачи оценивают импульсную характеристику каждого из каналов направленной передачи и формируют оценку его передаточной функции как преобразование Фурье от оцененной импульсной характеристики этого канала направленной передачи.

7. Способ по пункту 1, отличающийся тем, что при формировании на базовой станции каналов коррекции спектра сигнала передаточную функцию каждого канала коррекции спектра сигнала формируют как функцию, комплексно сопряжённую соответствующей оцененной передаточной функции канала направленной передачи.

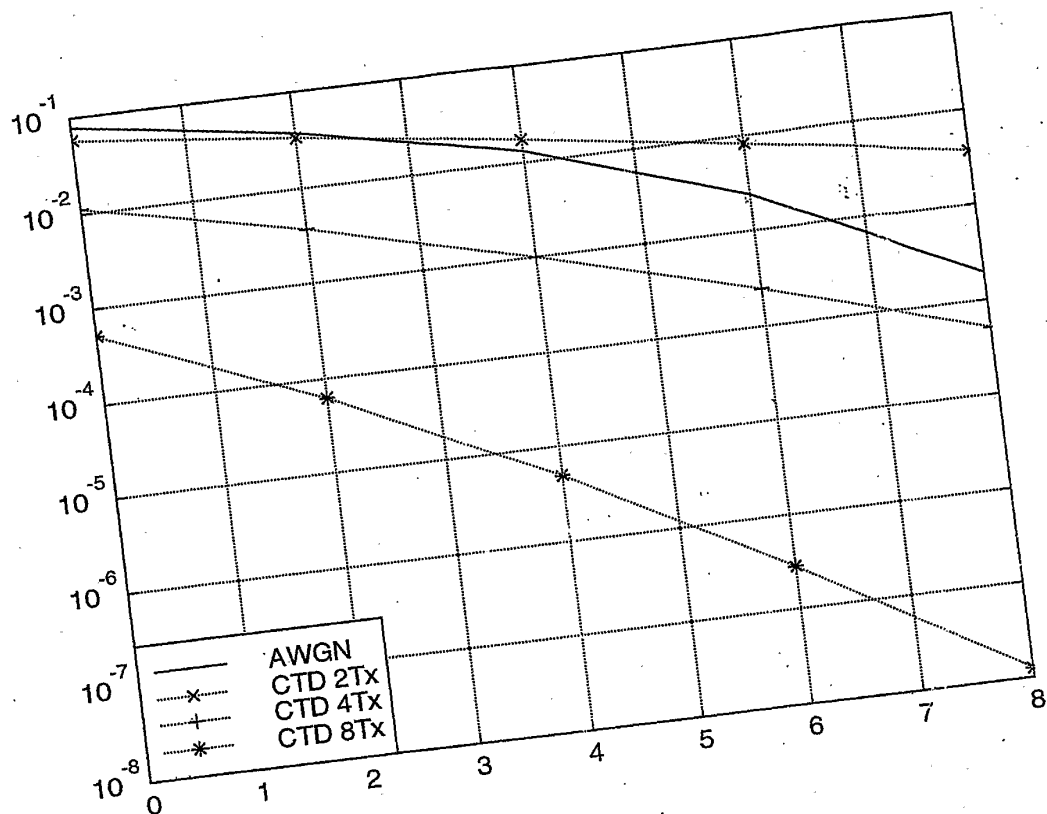
8. Устройство передачи сигнала, содержащее  $M$  блоков направленной передачи,  $M \cdot K$  блоков суммирования,  $M \cdot K$  аналоговых передатчиков,  $M \cdot K$  антенных элементов, при этом выходы каждого из  $M$  блоков направленной передачи соединены со входами соответствующих блоков суммирования, выход каждого из  $M \cdot K$  блоков суммирования соединён со входом соответствующего аналогового передатчика, выход каждого из  $M \cdot K$  аналоговых передатчиков соединён с первым входом соответствующего антенного элемента, первый выход каждого из  $M \cdot K$  антенных элементов является выходом устройства передачи сигнала,

отличающееся тем, что дополнительно введены  $\sum_{m=1}^M (L_m - 1)$  блоков направленной передачи, введены  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков коррекции спектра сигнала,  $\sum_{m=1}^M L_m$  сумматоров,  $M \cdot K$  аналоговых приёмников,  $M$  блоков формирования весовых коэффициентов направления передачи, при этом первый вход каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков коррекции спектра сигнала является входом информационного сигнала, второй вход каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков коррекции спектра сигнала является входом соответствующей передаточной функции канала направленной передачи, выход каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков коррекции спектра сигнала соединён с первым входом соответствующего сумматора, второй вход каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  сумматоров является входом соответствующего пилот сигнала для разнесённой передачи, выход каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  сумматоров соединён с первым входом соответствующего блока направленной передачи,  $K$  вторых входов каждого из  $\sum_{m=1}^M L_m$  блоков направленной передачи соединены с соответствующими  $K$  выходами соответствующего блока формирования весовых коэффициентов, выходы каждого из  $\sum_{m=1}^M (L_m - 1)$  дополнительно введённых блоков направленной передачи соединены с дополнительными входами соответствующих блоков суммирования, второй вход каждого из  $M \cdot K$  антенных элементов является входом принимаемого сигнала, второй выход каждого из  $M \cdot K$  антенных элементов соединён со входом соответствующего аналогового приёмника, выход каждого из  $M \cdot K$  аналоговых приёмников соединён с

соответствующим входом соответствующего блока формирования весовых коэффициентов направления передачи.

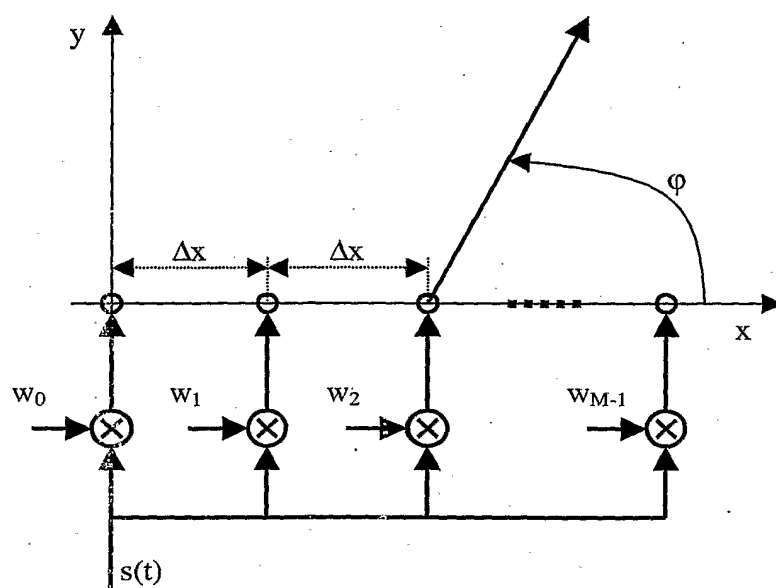
9. Устройство по пункту 8, отличающееся тем, что блок направленной передачи содержит  $K$  умножителей, при этом объединённые первые входы  $K$  умножителей являются первым входом блока направленной передачи, их вторые входы являются  $K$  вторыми входами блока направленной передачи, а их выходы являются выходами блока направленной передачи.

Способ передачи сигнала и  
устройство для его реализации



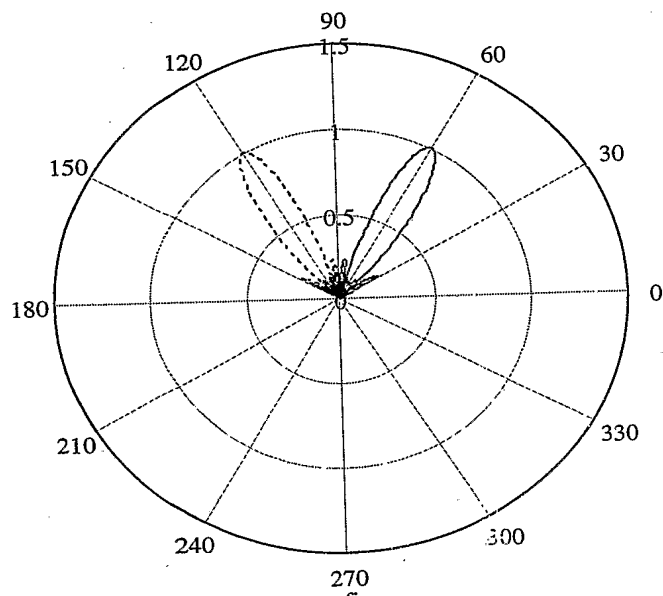
Фиг. 1

Способ передачи сигнала и  
устройство для его реализации



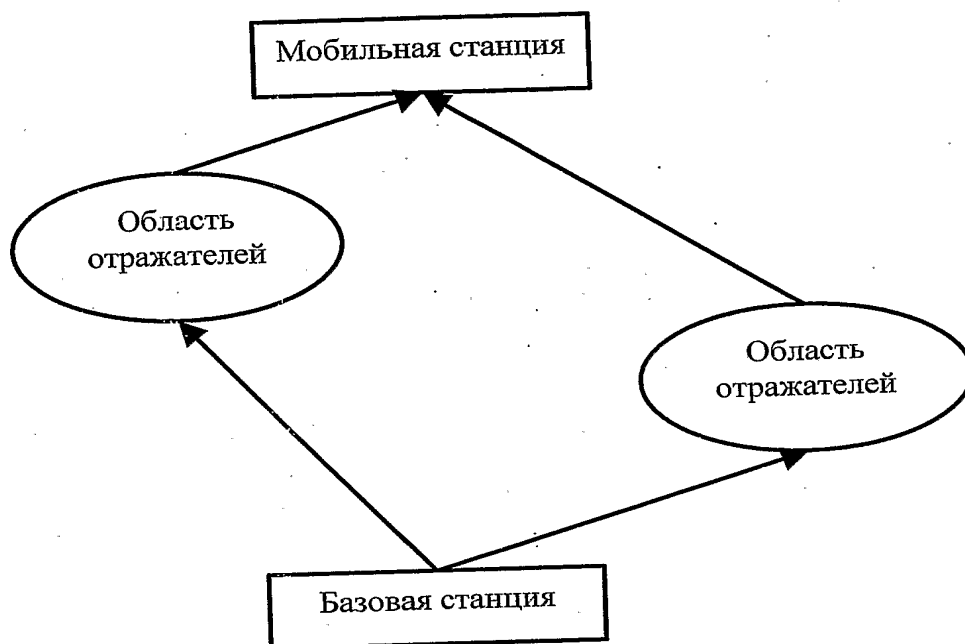
Фиг. 2

Способ передачи сигнала и  
устройство для его реализации



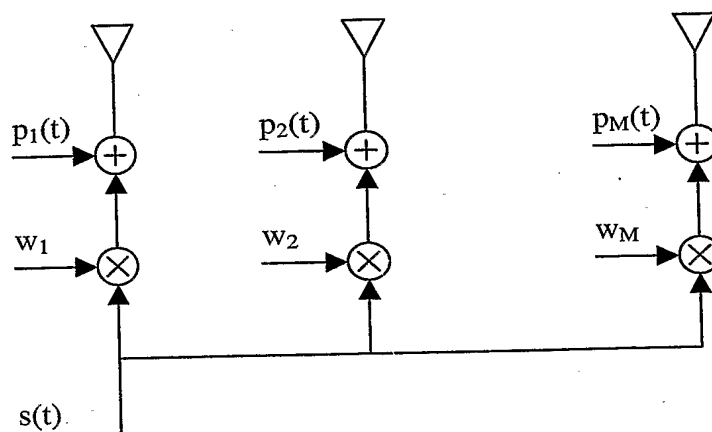
Фиг. 3

Способ передачи сигнала и  
устройство для его реализации



Фиг. 4

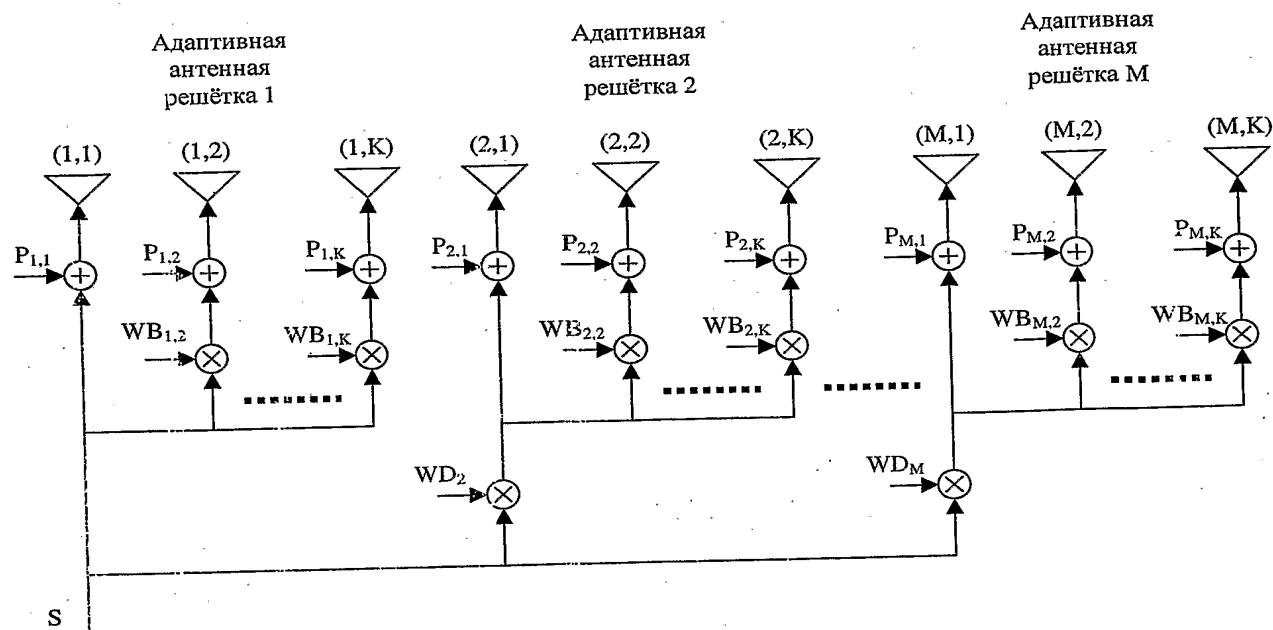
Способ передачи сигнала и  
устройство для его реализации



Фиг. 5

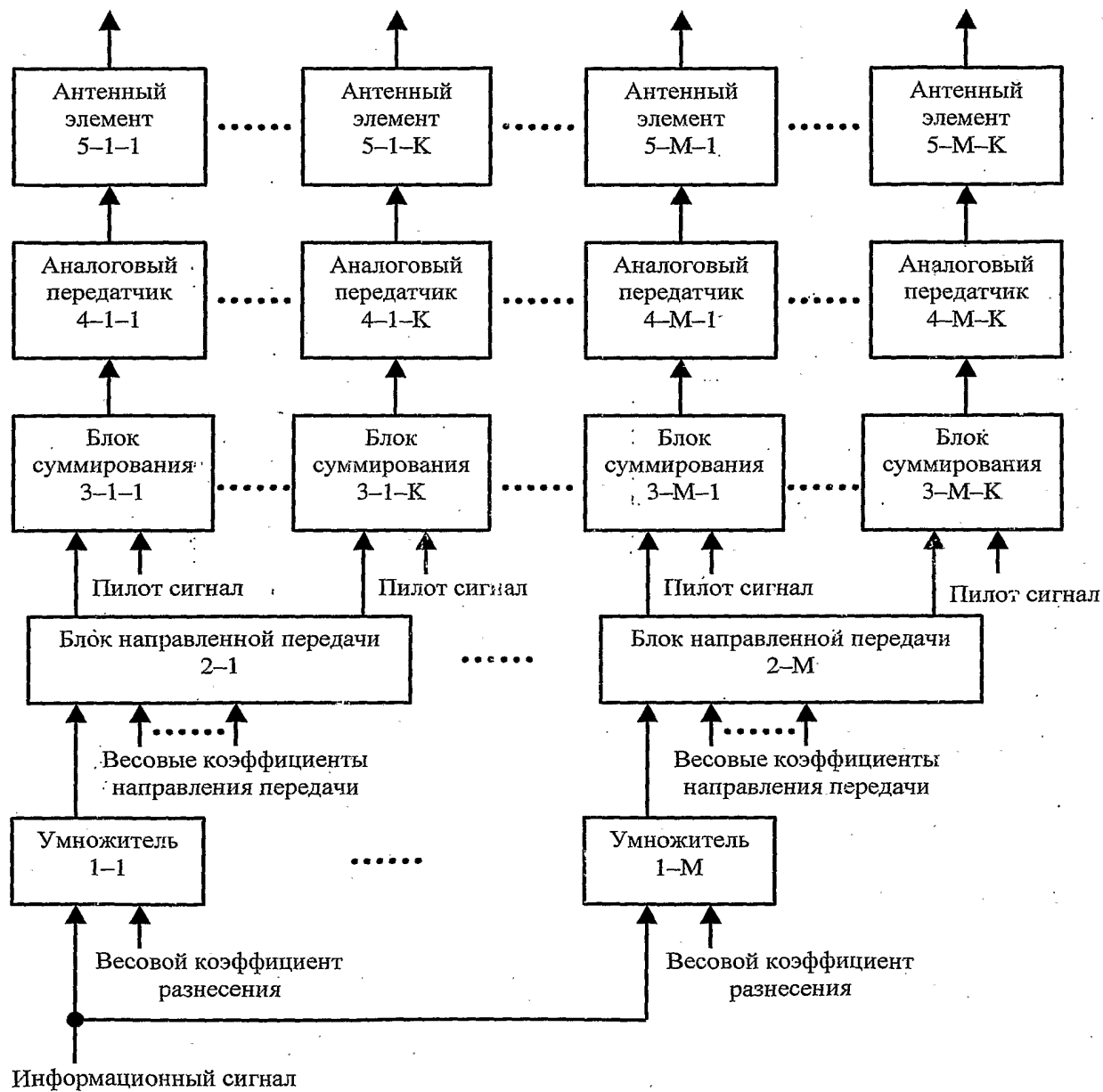


# Способ передачи сигнала и устройство для его реализации



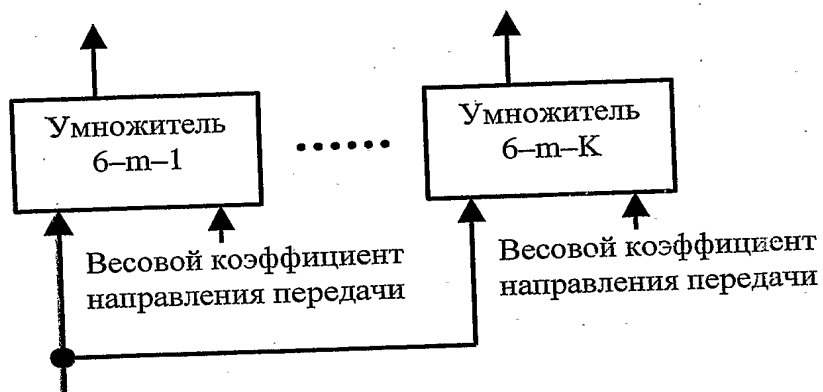
Фиг. 6

# Способ передачи сигнала и устройство для его реализации



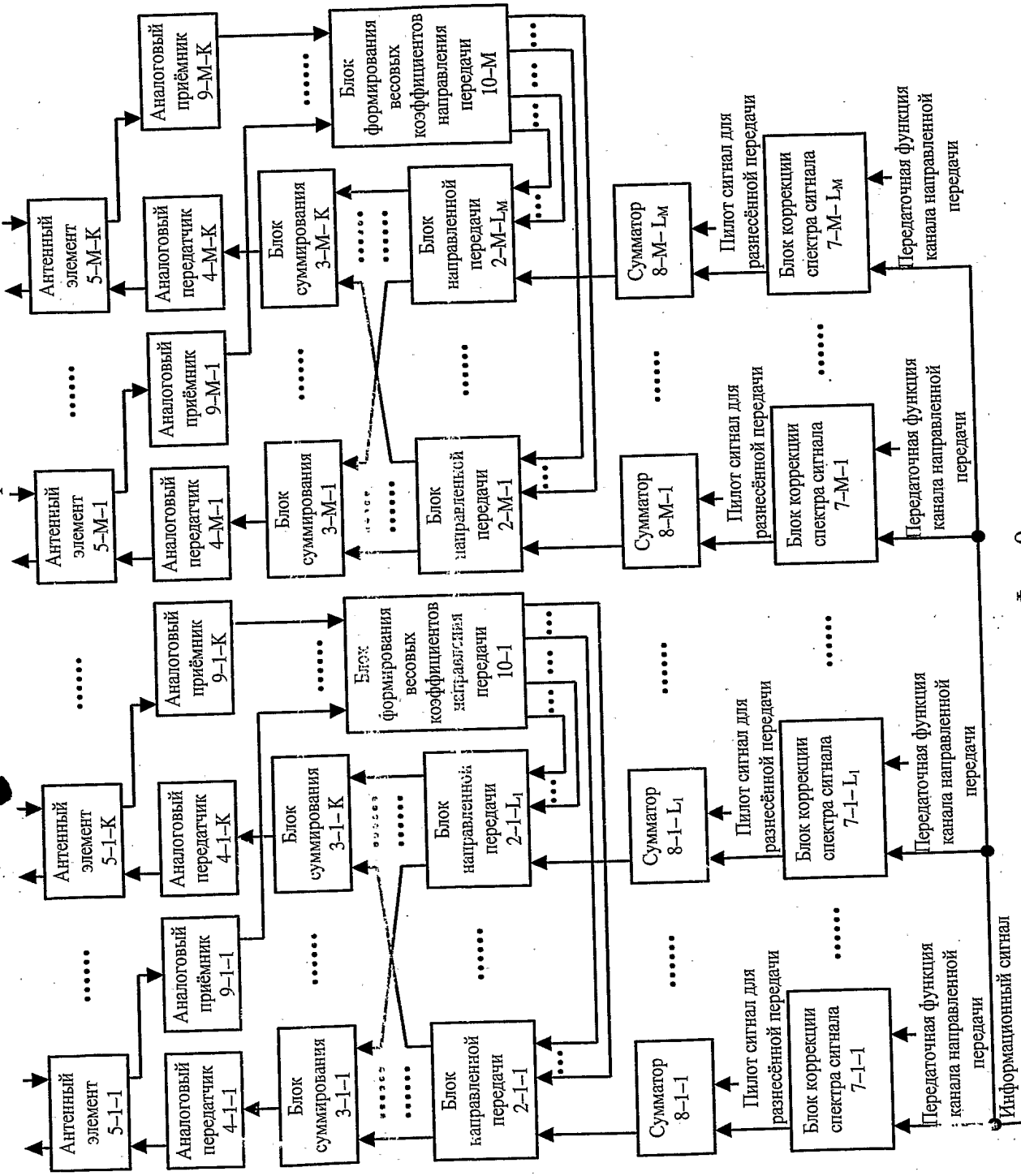
Фиг. 7

Способ передачи сигнала и  
устройство для его реализации



Фиг. 8

Способ передачи сигнала и устройство для его реализации



Фиг. 9

## РЕФЕРАТ

Группа изобретений относится к области радиотехники, в частности к способу передачи сигнала и устройству для его реализации, и может быть использована, например, в системах сотовой радиосвязи при передаче информационного сигнала в прямом канале связи от базовой станции до мобильной станции.

Задача, на решение которой направлены заявляемые способ передачи сигнала и устройство для его реализации, – это повышение эффективности передачи информационного сигнала в прямом канале связи и, соответственно, максимизация качества приёма информационного сигнала на мобильной станции, а также уменьшение нагрузки на канал обратной связи (от мобильной станции к базовой станции).

Решение данной задачи достигается за счёт корректировки спектра копий передаваемого информационного сигнала, передачи копий информационного сигнала с каждой адаптивной антенной решётки в каждом эффективном направлении передачи, оценки передаточных функций каналов направленной передачи по пилот сигналам для разнесённой передачи, передаваемым с каждой адаптивной антенной решётки по каждому из эффективных направлений передачи, а также за счёт оценки эффективных направлений передачи в прямом канале по принимаемому сигналу обратного канала.

9 п.ф. и 9 ил. При публикации реферата использовать фиг. 9.